Богдан Дякив

Андрей Дякив

КВ антенны



БОГДАН ДЯКИВ //UX7LM//
АНДРЕЙ ДЯКИВ

КВ АНТЕННЫ

(СБОРНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ АНТЕНН)

"ЧУМАЦЬКИЙ ШЛЯХ" - РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Самые - самые и практически все конструкции антенн, схемы согласования и их настройки в радиолюбительской серии «Чумацкий шлях».

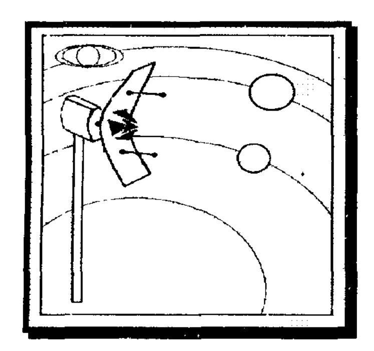
Уникальность издания - все в одном. Все, что было напечатано в отечественных и зарубежных источниках за период с 1960 года по 1997 год («Радио», «Радиолюбитель», «КВ и УКВ», «Радиодизайн», «Радио и телевещание», «QST» и многие другие), а также популярные книги и сборники. Серию можно смело назвать книгой от всех, всем. Бесценный опыт многих поколений радиолюбителей в книге «КВ антенны» радиолюбителям конца 90-х годов.

Выражение «Новое - хорошо забытое старое», применительно к антеннам, очень справедливое и точное.

Убедитесь в этом сами, посмотрев книгу. Более 700 страниц формата А4 «антенного материала» вам дадут ответ на любой вопрос.

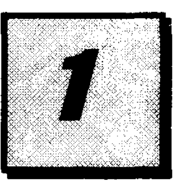
Антенная «Библия» от радиолюбителей - радиолюбителям. Книга адресована широкой радиолюбительской аудитории, занимающейся конструированием антенн.

UX7LM
БОГДАН ДЯКИВ



РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

РАЗДЕЛ



СОДЕРЖАНИЕ

стр.

ГЛАВА 1

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

1.1. Вводные замечания

В общем энергетическом балансе радиолинии выигрыш энергетического потенциала обеспечивается выходной мощностью передатчика, коэффициентом усиления обеих антенн и чувствительностью приемника, а снижение энергетического потенциала обусловлено затуханием при распространении радиоволн в свободном пространстве (затухание трассы), потерями в линиях питания обеих антенн и тепловыми шумами окружающей среды, принятыми антенной приемной станции.

Зная закономерности распространения радиоволн, легче приспособится к существующим условиям распространения путем выбора соответствующей рабочей частоты, вида антенны, а также ее ориентации в пространстве.

1.2. Способы распространения радиоволн

На рис. 1.1 схематически представлены различные способы распространения радиоволн, используемые в практике радиолюбительской связи, обозначенные буквами от *а* до *н*.

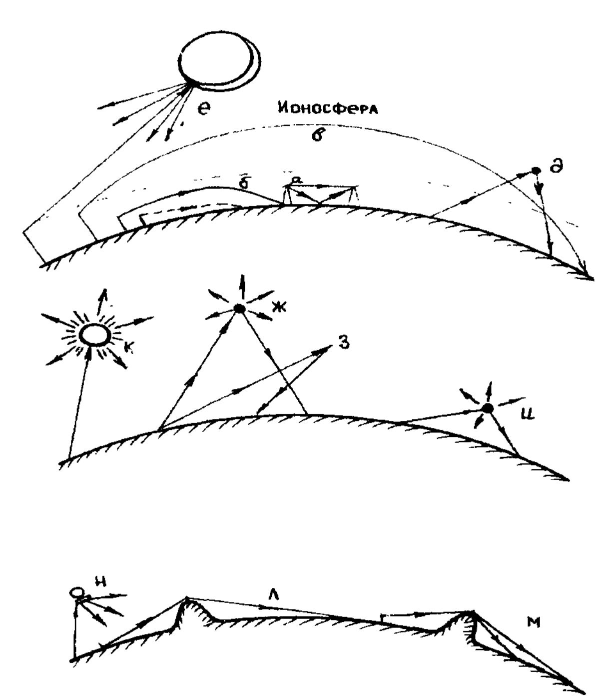


Рис. 1.1. Различные способы распространения радиоволн, используемые в радиолюбительской связи

Радиоволны, распространяющиеся вблизи поверхности земли, называются приземными и делятся на поверхностные (*г*) и пространственные (*а*) волны. Поверхностная волна *г*, возбужденная передающей антенной, в основном сконцентрирована вблизи поверхности земли и распространяется вдоль нее, подвергаясь в диапазоне КВ значительному затуханию. Пространственная волна *а* имеет значение в основном для диапазона УКВ, когда обе антенны (передающая и приемная) подняты высоко над землей. В свою очередь, пространственная волна, как правило состоит из двух волн: прямой и отраженной от поверхности земли. В случае, когда обе антенны расположены на очень небольшой высоте над землей, обе составляющие пространственной волны имеют одинаковые амплитуды, но противоположные фазы, что приводит к их взаимной компенсации. В данной ситуации приземная волна имеет только одну составляющую, а именно поверхностную волну.

Если на пути распространения пространственной волны находится препятствие (*л*), то волна огибает его (явление дифракции), но при этом амплитуда волны сильно ослабляется причем тем сильнее, чем больше угол между прямой и дифракционной волнами.

В диапазоне УКВ большее значение имеет способ распространения, обусловленный рассеянием в тропосфере (*б*). Этот эффект вызван неоднородной структурой тропосферы (представляющей собой приземный слой атмосферы высотой в несколько километров), точнее - неоднородностью диэлектрической проницаемости этой среды. Вследствие этого возникает рефракция (преломление линии распространения) волны. В диапазоне КВ подобное явление возникает при прохождении радиоволны в ионосфере (*в*). Ионосферная волна может достигать приемника или при однофазном отражении от ионосферы или при многократном отражении от ионосферы - земли - ионосферы и т.д. Условия распространения, близкие к условиям распространения волны в свободном пространстве, встречаются

на радиолиниях, где сигналы передаются с помощью отражения от искусственных (*к*) и естественных (Луна) спутников Земли, с помощью отражения от метеорных следов (*д*) и с помощью ретранслятора (н), поднятого над поверхностью земли на аэростате, воздушном шаре и т.д. Следует помнить, что на этих радиолиниях часть пути волна проходит через тропосферу.

Особые условия распространения радиоволны наблюдаются в области северного сияния (*з*), при неоднородностях ионосферы (*ж*), при тропосферном рассеянии (*и*).

1.3. Особые закономерности распространения радиоволн

Распространение в свободном пространстве. Рассмотрим распространение радиоволн в свободном пространстве, т.е. в однородной изотропной среде, не вносящей затухания. Естественно, что эти условия распространения - чисто теоретические, но к ним достаточно близки условия распространения радиоволн в космическом пространстве и приземной волны.

На практике для определения амплитуды напряженности поля E чаще пользуются следующим выражением:

$$E = 245\sqrt{P_1 G_1 / r} = 245\sqrt{P_д / r} \qquad (1.1а)$$

где E -напряженность электрического поля, мВ/м; r-расстояние, км;
P_1 -мощность, излучаемая антенной, кВт; $G_и$ -коэффициент усиления антенны (по сравнению с изотропным излучателем).

Произведение $P_1 G_и = P_д$ принято называть эффективной мощностью излучения (рис. 1.2).

Обозначим через P_2 мощность, принятую приемной антенной. Если эффективную площадь раскрыва приемной антенны обозначить через $A_{эфф}$, то мощность

$$P_2 = G_1 P_1 A_{эфф} / 4\pi r^2 = G_1 G_2 \lambda^2 P_1 / (4\pi r)^2 \qquad (1.2а)$$

Реально из-за потерь в окружающей среде мощность, принятая приемной антенной, меньше значения P_2, рассчитанного по формуле (1.2а). Мерой дополнительного ослабления является коэффициент затухания $W = ar$, где a- удельные потери, r- расстояние. С учетом этого фактора амплитуда напряженности поля

$$E = \frac{245\sqrt{P_1 G_1}}{r} W = \frac{245\sqrt{P_д}}{r} W \qquad (1.1б)$$

а мощность, принимаемая приемной антенной,

$$P_2 = \frac{G_1 G_2 l^2 P_1}{(4\pi r)^2} W^2 . \qquad (1.2б)$$

Очень удобно (и на практике обычно так и поступают) рассчитывать уровень мощности, принятой приемной антенной, используя децибельную меру. В этом случае формула (1.2б) принимает вид

$$P_{2дв} = P_1 + 20\lg(\lambda / 4 p r) + G_{1дв} + G_{2дв} + W_{дв} \qquad (1.3)$$

Коэффициент ослабления γ при распространении волны в свободном пространстве определяется как отношение мощности P_1, излученной передающей антенной, к мощности P_2, принятой приемной антенной (при изотропн ых передающей и приемной антеннах):

$$\gamma = P_1 / P_2 = (4\pi r / \lambda)^2 \qquad (1.4)$$

или в децибелах

$$\gamma_{дв} = 32{,}6 + 20 \lg r + 20 \lg f \qquad (1.5)$$

где r- расстояние между антеннами, км; f- частота излучения, МГц.
На рис. 1.3 приведены номограммы, облегчающие расчет коэффициента ослабления γ. Например, для f=144 Мгц и r=100 км находим на номограмме, что γ=115 дБ.

Знание коэффициента ослабления необходимо для расчета трасс радиолиний связи.

Принцип Гюйгенса и зоны Френеля. Одним из основных постулатов, справедливых для теории распространения радиоволн, является принцип Гюйгенса, согласно которому каждый участок фронта излученной волны служит источником вторичной, переизлученной волны. Проиллюстрируем этот принцип для простейшей ситуации (рис. 1.4). Напря-

женость поля в точке наблюдения O определяется суммой полей всех вторичных переизлученных волн, достигающих этой точки. Волна, возбуждаемая в точке N, достигает точки точки O, отстоящей от источника на расстояние 9λ (для данного частного случая). Одновременно две точки A и B, отстоящие от точки N на расстояние 3λ, переизлучают вторичные волны. Эти вторичные волны в рассматриваемом случае распространяются по направлению AO и BO, причем расстояние AO равно 7λ, а расстояние BO - $7{,}5\lambda$.

Результирующее поле в точке O можно считать равным сумме полей трех волн: волны ON, волны NAO и волны NBO. Отметим, что волна NAO находится в фазе с волной ON, в то время как волна NBO находится в противофазе с этими волнами.

В результате можно считать, что волны NAO и NBO взаимно компенсируют друг друга и, следовательно, поле в точке O определяется только NO. Самой собой разумеется, что в точке O действуют не три волны, а основная волна NO и бесконечно большое количество волн, приходящих слева и справа от линии NO. Можно аналогичным образом показать, что эти волны взаимно компенсируют друг друга и поле в точке наблюдения вновь определяется только прямой волной NO. Все сказанное справедливо для распространения волны в однородном бесконечном пространстве. Если пространство, в котором распространяется волна, ограничено (например, имеется какое-либо препятствие), то взаимной компенсации полей вторичных переизлученных волн не происходит и поле в точке наблюдения определяется как прямой волной NO, так и переотраженной волной. Эта ситуация часто возникает на практике (дифракция и интерференция радиоволн) и может быть описана принципом Гюйгенса. Соотношения (1.1 - 1.5) справедливы для расчета полей только в однородном пространстве, т.е. для ситуации, когда на пути распространения радиоволн отсутствуют препятствия. Надо отметить, что препятствия по-разному влияют на уровень поля в месте приема. Вновь вернемся к схеме, изображенной на (рис. 1.4). Мы уже отмечали, что волна NBO находится в противофазе с волнами NAO и NA. Поэтому если каким-либо методом исключить эту волну, то в месте приема поле будет определятся суммой полей синфазных волн NAO и NO и, следовательно, уровень поля в точке O удвоится. Можно, получить и обратный эффект, т.е. резко уменьшить уровень поля в точке O (в принципе, до нулевого уровня), если устранить вторичную волну NAO. Тогда в точке O поле будет определяться суммой двух противофазных волн: NO и NBO. Описанное явление можно объяснить с помощью *зон Френеля*. Наибольшая энергия поступает от передающей к приемной антенне в случае, если первая зона Френеля свободна от посторонних

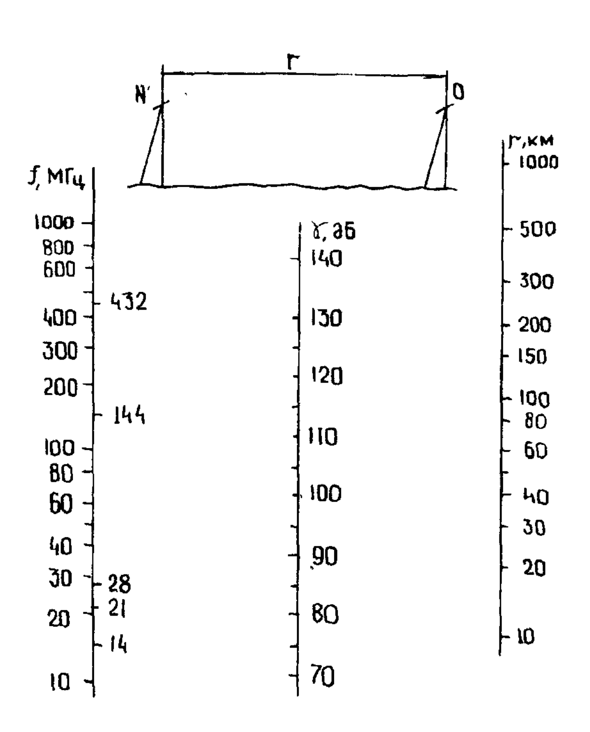


Рис. 1.2. Зависимость действующей мощности излучения $P_Д$ от мощности усиления антенны $G_И$ и мощности передатчика

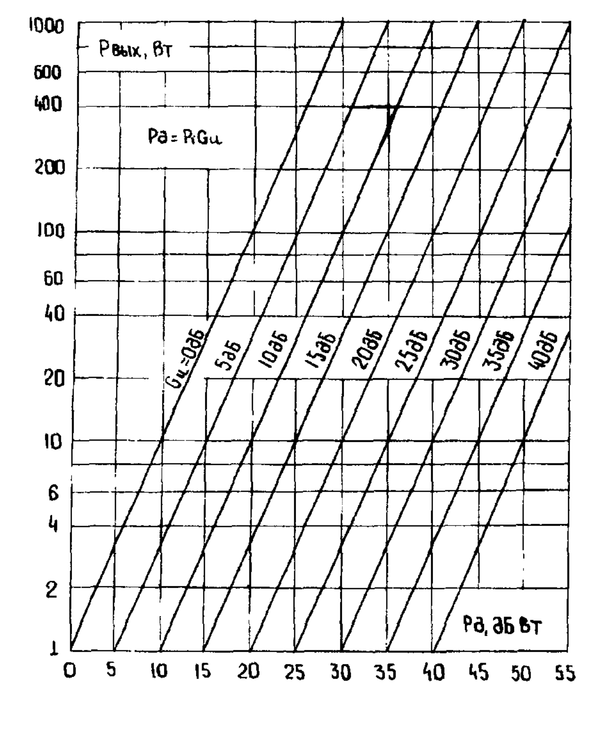


Рис. 1.3. Номограмма для расчета коэффициента затухания

предметов. Это требование может быть реализовано в диапазоне УКВ, тогда как для радиоволн диапазона КВ оно практически выполнимо. Графики, приведенные (рис. 1.5), позволяют определить необходимые высоты h подъема антенн, при которых граница первой зоны Френеля касается поверхности земли.

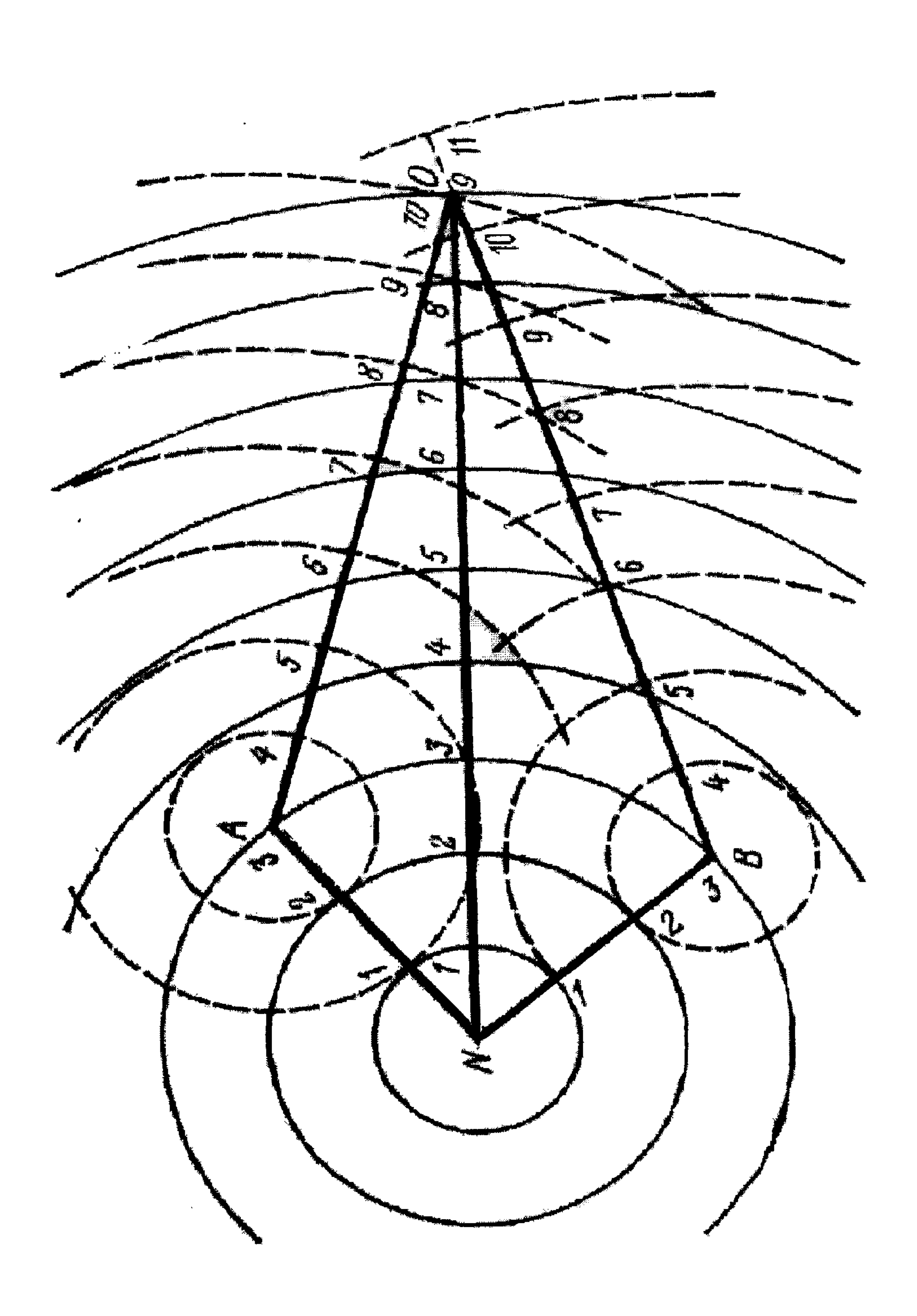


Рис. 1.4 К пояснению принципа Гюйгенса: каждая точка волны является источником вторичной сферической волны; напряженность в точке *O* определяется результатом взаимодействия всех вторичных волн, пришедших в эту точку.

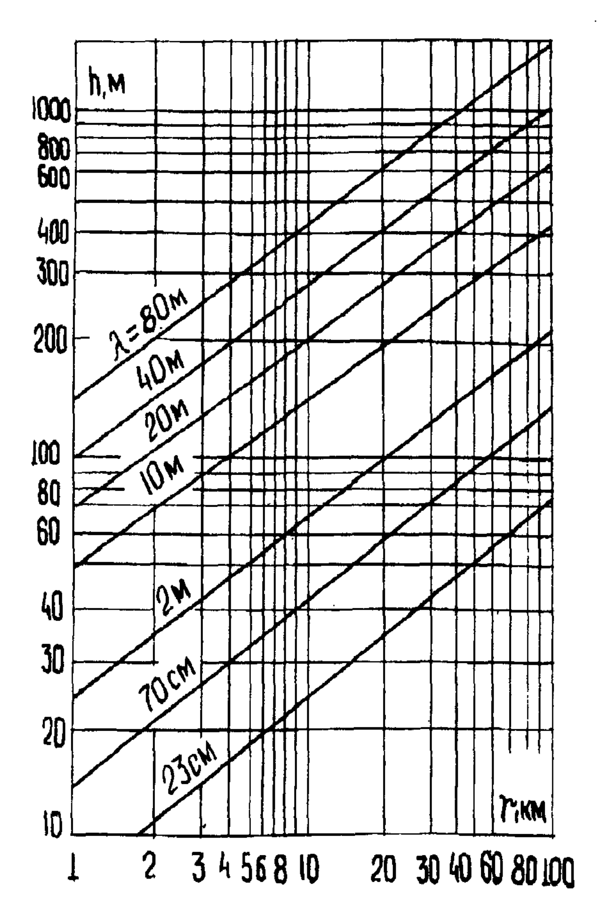


Рис. 1.5. Зависимость ширины первой зоны Френеля от расстояния r для различных частотных диапазонов

Распространение радиоволн над плоской поверхностью земли. Реальная поверхность земли, как это хорошо знает читатель, имеет неровный рельеф. Тем не менее рассмотрение вопроса о распространении радиоволн над плоской поверхностью земли, несмотря на очевидную идеализацию реальной задачи, весьма полезно, так как позволяет выявить некоторые общие закономерности, в достаточной мере справедливые и для реальной поверхности земли. В частности, такое рассмотрение крайне удобно для расчета радиолиний диапазона УКВ протяженностью до нескольких десятков километров, когда одна из антенн размещена на значительной высоте.

Отличительной особенностью этой ситуации является наличие двух волн, прямой и отраженной, достигающих приемной антенны (рис. 1.6а). В случае, когда расстояние между антеннами r значительно превышает как h_1, так и $h2$, можно считать, что амплитуды волн *1* и *2* примерно одинаковы. Отраженная волна *2* претерпевает некоторое ослабление. Однако в идеализированном случае, т.е. при отражении без потерь ($\rho=-1$), амплитуды отраженной $E_{отр}$ и прямой $E_{пр}$ равны: $E_{отр}=E_{пр}=E_1$. В точке наблюдения напряженность электрического поля, являющаяся суммой напряженности полей обеих волн, будет изменяться в пределах от 0 до $2E$ в зависимости от фазы отраженной волны (рис. 1.6б).

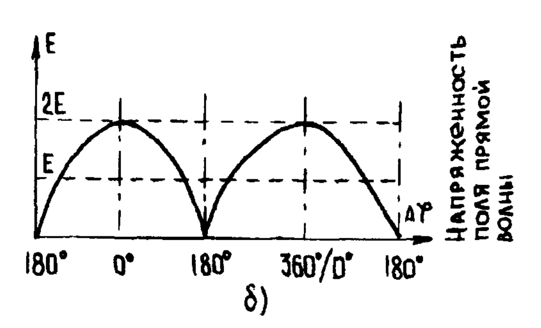
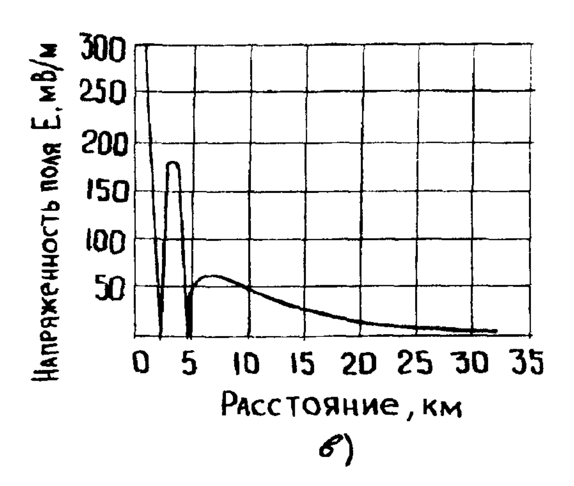


Рис. 1.6а. Интерференция прямой и отраженной волн: а - в точку наблюдения O приходят две волны: прямая волна 1 и отраженная волна 2;

Рис. 1.6*б*. Интерференция прямой и отраженной волн: б - изменение результирующей напряженности электрического поля E в зависимости от фазового сдвига $\Delta\varphi$ между прямой и отраженной волнами (отражающая поверхность не имеет потерь);

На рис. 1.6*в* и *г* приведены соответственно графики изменения напряженности поля в месте расположения приемной антенны при изменении расстояния между антеннами и фиксированных высотах подвеса антенн, а также при изменении высоты подвеса приемной антенны и фиксированных высоте передающей антенны и расстоянии между антеннами. В первом случае (см. рис. 1.6в) передающая антенна расположена на высоте h_1=100 м, а приемная - на высоте h_2=10 м. Длина волны λ=1,5 м, а мощность излучения $P_д$=1 кВт. Первая зона, соответствующая интерференционному нулю прямой и отраженной волн, находится на расстоянии 2 км, а вторая зона - на расстоянии 4 км. Эксперимен-

тально подтверждено, что если на пути распространения или прямой, или отраженной волн разместить препятствие при эксперименте, (естественно, препятствие размещается на пути отраженной волны), то характер напряженности поля резко изменится: уровень напряженности поля будет примерно вдвое ниже, но зато исчезнут нулевые интерференционные зоны.



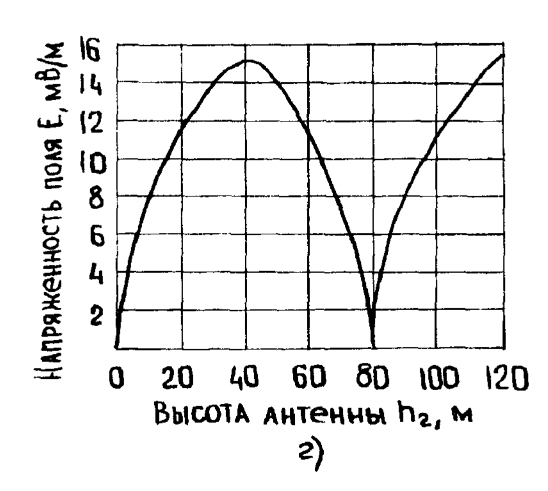


Рис. 1.6 *в,г*. Интерференция прямой и отраженной волн: *в* - изменение напряженности поля E в зависимости от расстояния между антеннами (h_1=300 Ом и h_2=10 м, f=200 Мгц, P=1 кВт); *г* - изменение напряженности поля E в зависимости от высоты h_2 приемной антенны (высота передающей антенны h_1= 300 м, r=32 км, P=1 кВт.

Сходную ситуацию, также хорошо знакомую радиолюбителям, иллюстрирует рис. 1-6*г*. Передающая антенна, излучающая мощность $P_Д$=1 кВт, расположена на высоте h_1=300 м. Длина волны λ=1,5 м. Расстояние до приемной антенны r=32 км. При подъеме приемной антенны на высоту h_2=40 м наблюдается заметное увеличение уровня принимаемого сигнала. При подъеме свыше 40 м уровень сигнала падает и достигает нуля при h_2=80 м. Дальнейшее увеличение высоты подвеса приемной антенны вновь приводит к росту уровня сигнала, который достигает второго максимума при высоте h_2=120 м. Уровни сигналов для высот подвеса антенн h_1=40 м и h_2=120 м приводится формула

$$r=0{,}018\ h_1 h_2/\lambda, \qquad (1.6)$$

где r задано в километрах, а λ, h_1, и h_2 - в метрах. Оно позволяет определить параметры трассы r, h_1, и h_2, при которых не возникает интерференционный нуль, приводящий к значительному падению уровня принимаемого сигнала.

Отметим, во-первых, что на графиках, подобных графикам рис. 1-6, число интерференционных нулей равно отношению меньшей высоты подвеса антенны к длине волны, т.е. отношению h_1/λ или h_2/λ. Во-вторых, средний уровень сигнала уменьшается обратно пропорционально расстоянию между антеннами.

В обычных практических ситуациях расстояние r значительно превышает как h_1, так и h_2. В случае, когда $r >> 2\pi h_1 h_2/\lambda$, для расчета напряженности поля в точке приема можно воспользоваться формулой Введенского

$$E=2{,}18\sqrt{P_Д}\,h_1 h_2 / r^2 \lambda \qquad (1.7)$$

где $P_Д$ задано в киловаттах; λ, h_1, h_2 - в метрах; r - в километрах; E - в милливольтах на метр.

Из этой формулы следует, что напряженность поля E уменьшается как квадрат расстояния r.

Антенна, расположенная низко над землей, кроме прямой и отраженной волн создает также поверхностную волну. Эта волна распространяется вдоль поверхности земли и имеет наклонный фронт. Поле диполя, расположенного непосредственно над землей, уменьшается пропорционально квадрату расстояния. При распространении поверхностной волны над местностью с неоднородным рельефом наблюдаются скачки напряженности поля, обусловленные этими неоднородностями, а также изменяется направление распространения волны (рис. 1.7).

Распространение радиоволн над реальной поверхностью земли. Явление дифракции. Выше для упрощения анализа рассматривался процесс распространения волны над плоской поверхностью земли. Реальная поверхность земли естественно, не плоская, а сферическая и имеет местные (локальные) неоднородности рельефа. Поэтому процесс распространения радиоволн значительно сложнее, что, например, иллюстрируется схемой трассы, приведенной на (рис. 1.8), где между приемной и передающей антенной имеется сложный рельеф.

В результате многократных, например четырех, отражений в некотором месте может значительно увеличиться напряженность поля, например (см. рис. 1.8) до $4E$, и могут появиться многочисленные минимумы, поле в которых, однако, не уменьшается до нуля. Положение минимумов и максимумов зависит от длины волны. Было неоднократно доказано, от длины волны. Было неоднократно доказано, что у подножья гор изменение рабочей частоты на 100 кГц в диапазоне длин волн 2 м было достаточным, чтобы получить увеличение напряженности поля на 10 дБ, либо привести к почти полному его исчезновению.

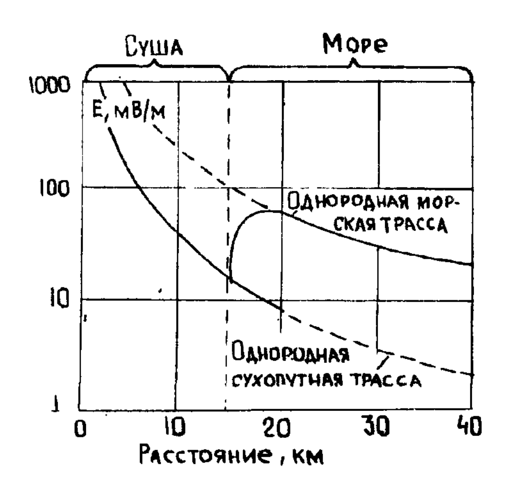


Рис. 1.7. Изменение напряженности поля при распространении радиоволны на смешанной трассе (λ=249 м, $P_д$=50 кВт)

Поверхность местности, даже равнинной, покрыта застройками или лесом, которые также вносят значительное затухание по сравнению со свободным пространством. В диапазоне 2 м лиственный лес вносит затухание порядка 6 дБ/100 м, а в диапазоне 70 см даже порядка 10 дБ/100 м.

Водное пространство (морское) с волнами на поверхности в диапазоне КВ по своим свойствам не сильно отличается от спокойного моря. В диапазоне УКВ, в особенности когда высота волны сравнима с длиной волны, появляются сильные помехи, влияющие на условия распространения. Для сухопутных трасс влияние препятствий с заданной высотой в очень сильной мере зависит от длины волны λ. Процесс отражения волны, падающей под углом ψ на препятствие, схематически представлен на рис. 1.9. Отраженная волна содержит две составляющие, фазовый сдвиг между которыми равен $\Delta\varphi$. Этот сдвиг тем больше, чем больше размер шероховатости. Отметим, что граница перехода от зеркальной поверхности к шероховатой не является резко выраженной. Можно принять (аналогичное допущение делается и в оптике),что поверхность является гладкой, когда выполняется условие $\Delta\varphi \le \pi/4$. Это условие носит название *критерия Рэлея.* Из этого критерия следует, что допустимая высота препятствия, при котором поверхность можно считать гладкой, определяется исходя из неравенства

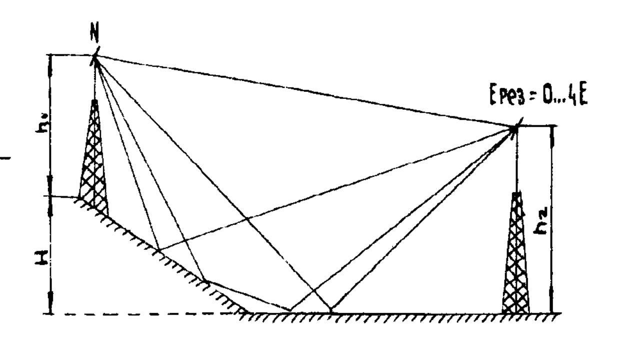


Рис. 1.8. Многократное отражение на трассе со сложным профилем

$$\Delta h < \lambda / 16 \sin\psi_0 \qquad (1.8)$$

Для расчета можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 1.9.

За препятствием существуют, как и в оптике, области тени и полутени. Наличие поля в этих областях обусловлено *явлением дифракции.* Это явление можно объяснить, используя принцип Гюйгенса. Согласно этому принципу каждая точка фронта волны над препятствием, включая и сам край, является источником новой, вторичной сферической волны, которая распространяется за препятствием. Напряженность поля дифракционной

волны сильно уменьшается при отклонении от направления распространения первичной волны.

Затухание, обусловленное наличием узкого препятствия, можно определить, пользуясь графиками, представленными на (рис. 1.10а). В случае узкого клина, выступающего над поверхностью земли, затухание можно определить, используя номограмму, приведенную на (рис. 1.10б).

Явление дифракции радиоволн приобретает особое значение при рассмотрении условий распространения в горах, когда этот феномен является зачастую единственным способом установления радиосвязи. Исследования в этой области подтвердили возможность установления радиосвязи с использованием явления дифракции радиоволны на вершине горы, препятствующей прямому распространению радиоволны на трассе. Затухание в данном случае зависит от угла дифракции θ, частоты, высоты препятствия (горы), и его профиля.

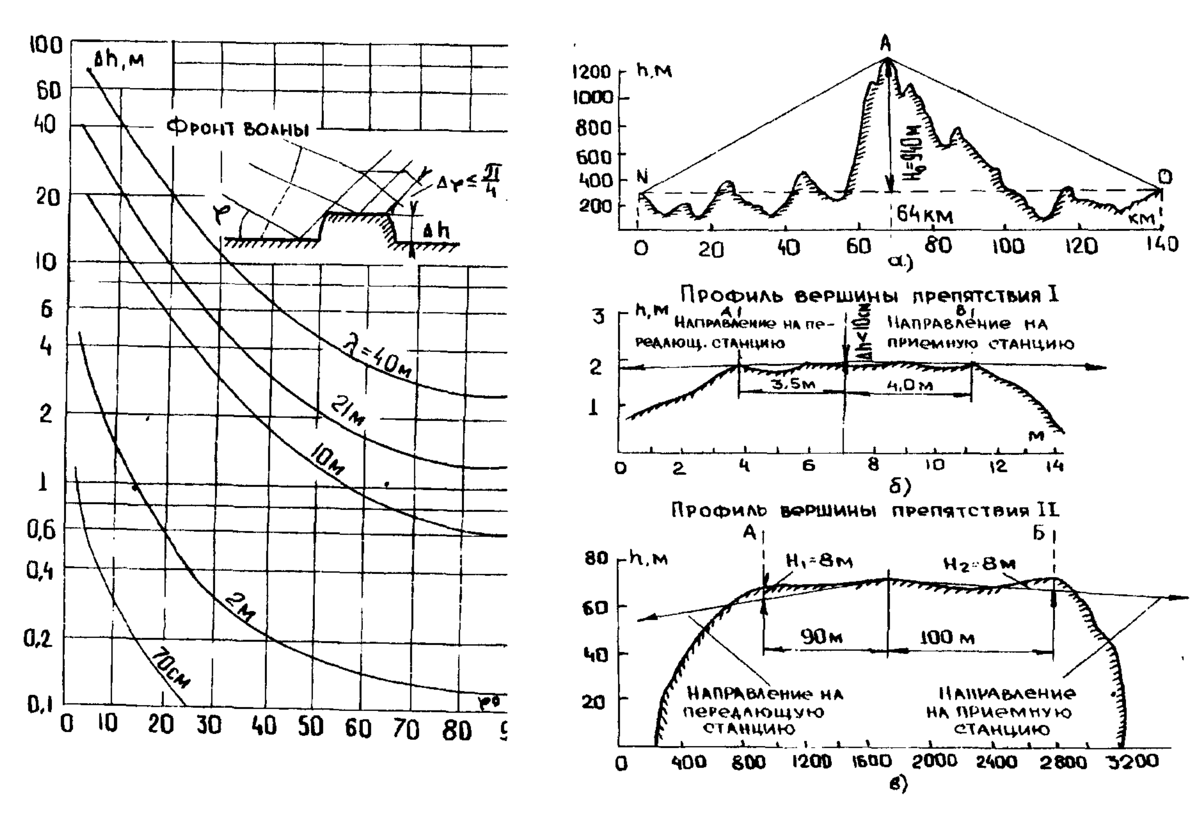


Рис. 1.9. Допустимый уровень неравномерности отражающей поверхности при различных углах падения в различных частотных диапазонах

Рис. 1.10 *а - в* Примеры профилей трасс: *а - в*- профили различных трасс

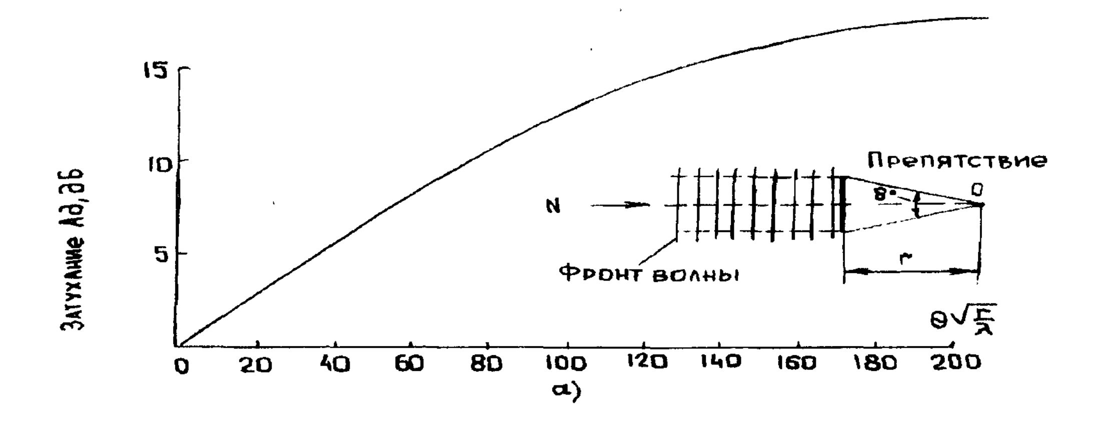


Рис. 1.10а. Дополнительное затухание при дифракции радиоволн

Острая вершина вносит меньшее затухание, чем пологая. Этот эффект иллюстрируется графиками на рис. 1.10.

Результирующее затухание на трассе является суммой затухания при распространении в свободном пространстве и затухания из-за дифракции. Результирующее затухание для волны длиной 2 м равно -118 дБ, а для волны длиной 70 см A=-128 дБ.

Дополнительное затухание можно определить, пользуясь номограммами рис. 1.10б. Еще раз подчеркнем, что для расчета результирующего затухания для трассы необходимо учитывать затухание на всех участках трассы.

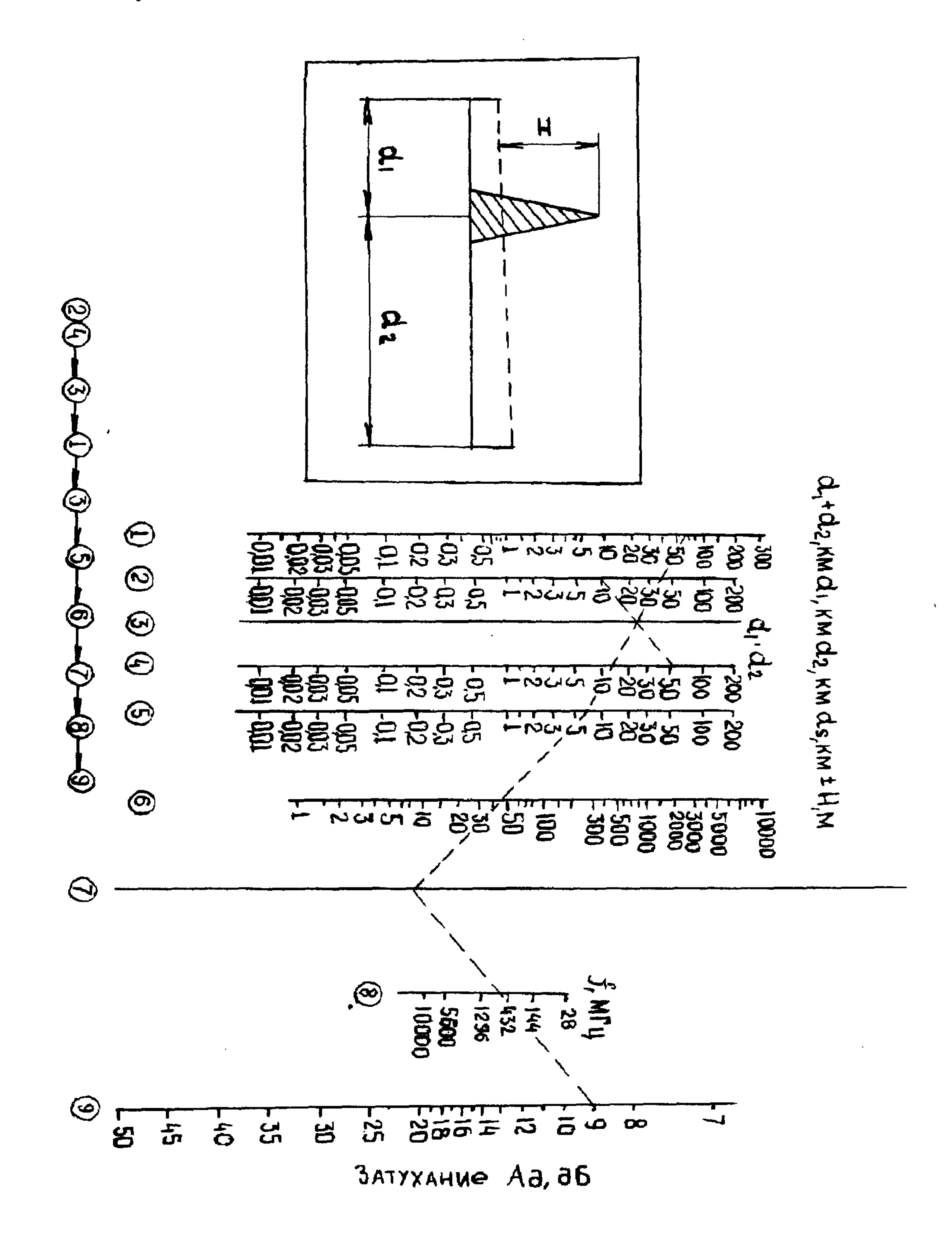


Рис. 1.10б. Дополнительное затухание при дифракции на остром клине; $d_S=d_1d_2/(d_1+d_2)$; $d_1 < d_2$; $d_S=d_1$;

При практическом расчете затухания пользуются различными вариантами построения профиля трассы, отличающимися друг от друга масштабами высот и дальности. При построении профиля трассы большой протяженности необходимо учесть кривизну поверхности земли. При проектировании трасс с закрытием более выгодным оказываются острые препятствия, чем гладкие. Чтобы увеличить уровень сигнала на таких трассах, часто на вершине естественного препятствия устанавливают пассивный ретранслятор в виде металлической сетки. Длина ретранслятора составляет несколько десятков метров, а высота определяется профилем трассы и высотами расположения передающей и приемной антенн.

Ранее при рассмотрении условий распространения радиоволн мы практически не учитывали кривизну поверхности земли. Поэтому некоторые приведенные результаты следует применять с известной степенью осторожности. Так, в частности, формула Введенского (1.7) справедлива только при небольших расстояниях между антеннами ($r < 0{,}7\, r_0$). Расстояние r_0 представляет собой границу прямой видимости между двумя антеннами, расположенными на высотах h_N и h_0 (рис. 1.12а). Формула для расчета выглядит следующим образом

$$r_0 = 3{,}57(\sqrt{h_N} + \sqrt{h_0}) \qquad (1.9)$$

где h_N и h_0 заданы в метрах, а r_0 - в километрах. На рис. 1-11*б* приведен график, позволяющий определит r_0 по заданной величине h (или наоборот, определить необходимые высоты подвеса антенн h при заданном r_P).

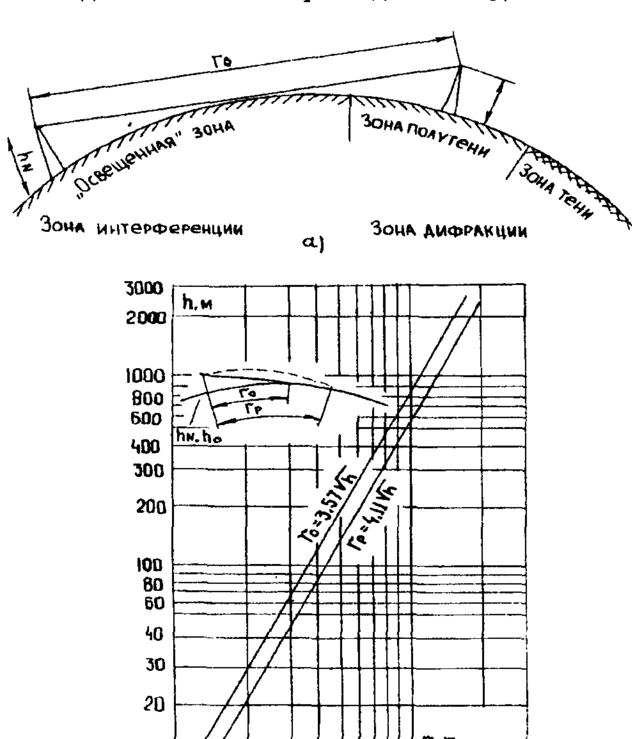


Рис. 1.11. Граница прямой радиовидимости между двумя станциями:
а - схема построения линии; *б* - графики для определения расстояний до оптического и радиогоризонтов.

Отметим, что в зоне, радиусом $0{,}7 r_0$, результирующее поле имеет интерференционный характер, обусловленный сложением прямой и отраженной волн. На расстояниях, превышающих указанную границу, поле имеет дифракционный характер и определяется многими факторами, в том числе проводимостью земли, частотой электромагнитного колебания и пр.

Как правило, для морских трасс уменьшение напряженности поля с ростом длины трассы проявляется слабее, чем для сухопутных трасс.

Дополнительное затухание $A_К$, обусловленное кривизной поверхности земли, больше для волн более высокой частоты. На рис. 1.12 приведены графики зависимости $A_К$ от длины трассы, которые соответствуют двум типам и нескольким частотным диапазонам. На этом же рисунке приведены графики расчетных значений напряженности поля в зависимости от протяженности трассы при работе на ней передающей антенны с действующей мощностью излучения $P_Д = 1$ кВт.

Рассеяние волн в тропосфере. Многочисленные прямые исследования и косвенные эксперименты свидетельствуют о хаотическом турбулентном перемещении в тропосфере воздушных потоков. Эти перемещения обусловлены локальным изменением температуры, влажности и давления, что эквивалентно локальному изменению коэффициента преломления. Поэтому с физической точки зрения тропосфера представляет собой среду с неоднородным значением коэффициента преломления. Радиоволна, проходя через неоднород-

ности тропосферы, подвергается частичному рассеянию. Хорошим аналогом этого явления служит "световой столб" прожектора. Поток света прожектора, направленный в небо, благодаря рассеянию на мелких неоднородностях атмосферы виден с очень больших расстояний.

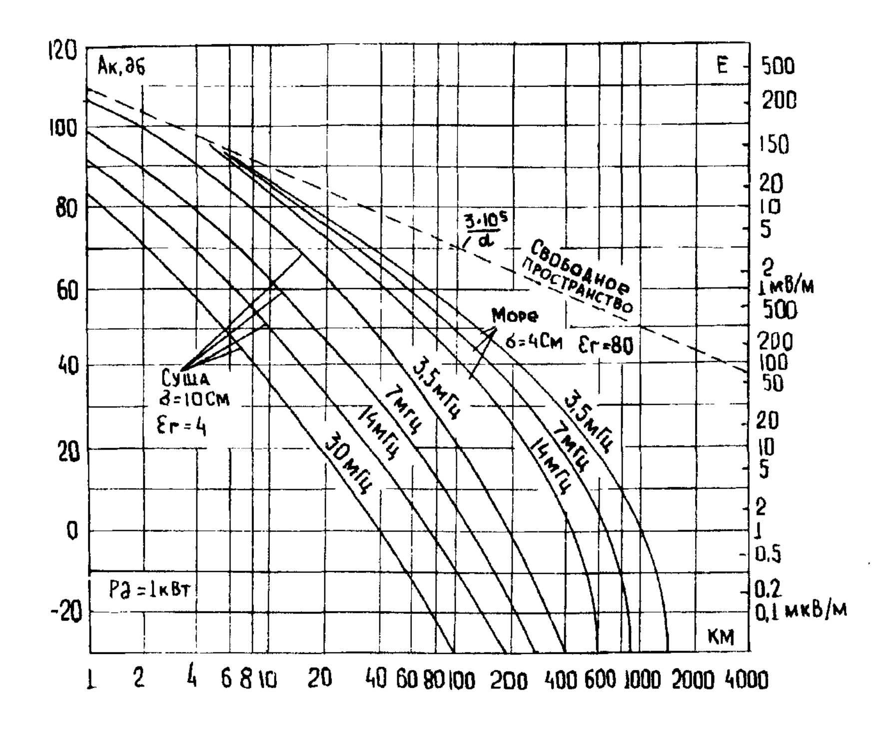


Рис. 1.12. Зависимость напряженности поля E дополнительного затухания $A_К$ от расстояния в различных частотных диапазонах для коротких вертикальных антенн, размещенных над поверхностью земли, $P_Д = 1$ кВт

Подобное явление можно наблюдать ночью над городом, когда городское освещение, преломляясь и рассеиваясь на мелких частицах пыли, создает зарево над городом.

Основной причиной, эффекта рассеяния в тропосфере, является наличие диэлектрических неоднородностей, размеры которых превышают длину волны электромагнитного колебания. Поэтому эффект тропосферного рассеяния более интенсивен в диапазоне УКВ, чем в диапазоне КВ.

На рис. 1.13а показана схема линии радиосвязи, использующая эффект тропосферного рассеяния. Передающая станция N излучает узкий пучок (ширина диаграммы направленности составляет угол α) электромагнитного излучения, направленный вдоль поверхности земли. В результате переизлучения этой волны неоднородностями тропосферы образуется рассеянная волна, улавливаемая приемной антенной, размещенной в точке O. Эта антенна, как правило, также имеет большую направленность (ширина диаграммы направленности составляет угол α), также ориентированную по касательной к поверхности земли. Пересечение диаграмм направленности передающей и приемной антенн образует в тропосфере объем V, обычно называемый тропосферным объемом переизлучения.

Результаты теоретического анализа и многочисленные экспериментальные данные свидетельствуют о том, что мощность рассеянной волны тем больше, чем меньше так называемый угол рассеяния θ (рис. 1.13*б*). Из некоторых теоретических работ следует, что напряженность электрического поля рассеянной волны зависит от угла рассеяния θ следующим образом: $E_0 \sim \theta^{-4}$. На практике в ряде случаев эта закономерность нашла хорошее подтверждение. Однако известно много других экспериментальных данных, в которых зарегистрирована другая функциональная зависимость напряженности поля рассеянной волны от угла рассеяния.

Как бы то ни было, любые экспериментальные и теоретические работы говорят о том, что с ростом угла рассеяния уровень напряженности рассеянного поля резко уменьшается. В этой связи становится ясно, что не все области объема V вносят равный вклад в рассеянное поле. Также достаточно очевидно, что наибольший вклад вносит та часть объема V, для которой характерны малые значения угла рассеяния θ. Эта область, получившая название эффективной части тропосферного объема, переизлучения $V_{эфф}$ располагается в нижней части объема V, как это показано на (рис. 1.13а).

Экспериментально было обнаружено, что уменьшение ширины диаграммы направленности антенны до некоторого угла α_c приводит к линейному росту мощности принимаемого сигнала, обусловленного рассеянной волной. Если и далее уменьшать ширину диаграммы направленности антенны, то уже не будет наблюдаться линейный рост мощно-

сти принятого сигнала. Вначале мощность сигнала будет еще несколько возрастать, а начиная с некоторого угла α_0 практически остается неизменной. Это явление получило название *потерь усиления антенн.* Количественная оценка потерь усиления антенн приведена на рис. 1.13в.

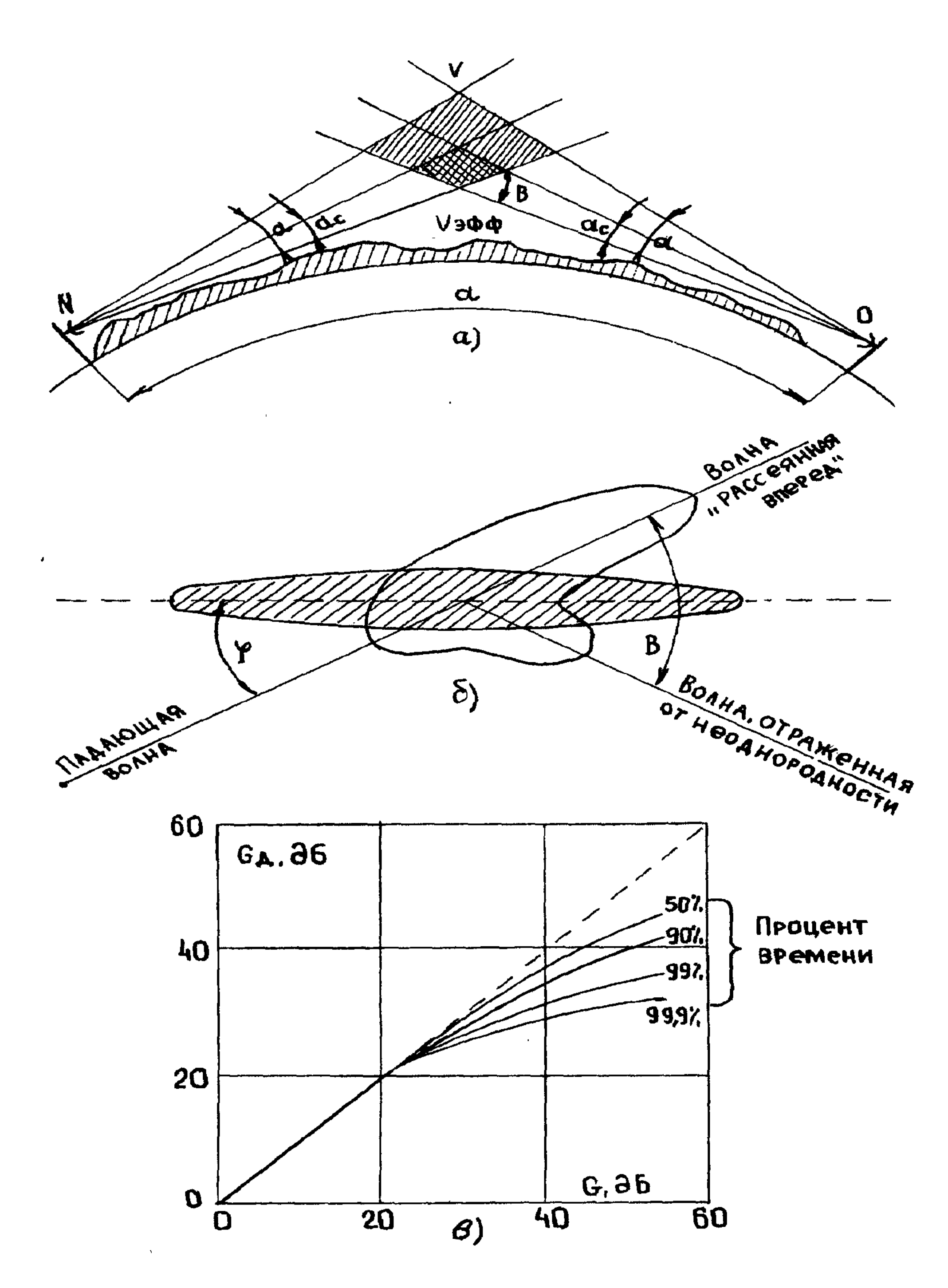


Рис. 1.13. Тропосферные радиолинии:
а- схема линии радиосвязи, использующая эффект тропосферного рассеяния; *б*- угловое распределение мощности рассеянной на неоднородности больших размеров; *в* - график потерь усиления антенны

На горизонтальной оси этого графика отложено значение коэффициента усиления антенны в свободном пространстве, а на вертикальной - реализуемое значение коэффициента усиления. Кривые, изображенные на рисунке, соответствуют различным процентам времени, в течение которого реальное значение коэффициента усиления не падает ниже уровня, указанного около каждой кривой. Отметим, что по данным, полученным для раз-

личных трасс, критический угол α_0 составляет один-два градуса и несколько отличается для горизонтальной и вертикальной плоскостей. Наиболее устойчивая радиосвязь, основанная на эффекте тропосферного рассеяния, наблюдается в том случае, когда обе диаграммы направленности (и передающей, и приемной антенн) направлены вдоль линии, соединяющей станции - корреспонденты. Угловое отклонение в ориентации максимумов диаграмм направленности обоих антенн не должно превышать $\alpha/4$.

Использование этого вида радиосвязи требует применения антенн с высоким уровнем усиления, мощных передатчиков и чувствительных приемников. Эти требования, естественно, в сильной мере снижают практические возможности реализации радиолюбительской тропосферной радиосвязи.

С целью информации читателя об уровнях затухания на трассах тропосферной радиосвязи на рис. 1.14 приведены графики изменения затухания, полученные для частоты f=144 Мгц для двух антенн, расположенных на высоте 50 м. Из графиков видно, что для расстояний, превышающих границу прямой видимости (r=60 км), характер функции затухания резко изменяется. В этой области основным фактором, обусловливающим радиосвязь, является не дифракционная волна, огибающая поверхность земли, а волна рассеяния в тропосфере.

В заключение отметим, что качество связи зависит от многих факторов, в том числе и от времени года. Обычно в зимнее время года уровень сигнала на 10-15 дБ ниже уровня сигнала в летнее время.

Необходимо также отметить, что резкого улучшения качества радиосвязи на тропосферных линиях можно достичь путем использования различных методов разнесенного приема.

Свойства ионосферы. Ограничимся краткими сведениями, представляющими наибольший интерес в практике радиолюбительской связи.

Слой D - это самый нижний слой ионосферы, который расположен на высоте от 60 до 90 км, а его максимальная плотность соответствует высоте 75 км. Плотность электронов в этом слое максимальна в полдень, а после захода солнца резко падает. Считается, что слой D не может быть использован для переизлуения радиоволн.

Слой E и Ec. Слой E обладает значительной плотностью электронов, составляющей $(4\div10)\cdot10^{10}$ эл/м^3 , и поэтому представляет собой хороший переотражатель для радиоволн диапазона КВ.

На высотах ,соответствующих слою E, достаточно часто возникают спорадические локальные отражающие слои Eс. Причина их появления до сих пор не выяснена полностью. Спорадический слой Ec может возникнуть на высотах от 50 км до 150 км и часто перемещается с большой скоростью (до нескольких сотен километров в час) в западном направлении. Плотность электронов в спорадических слоях E_c очень высока, и хотя время их существования не превышает нескольких десятков минут, эти слои могут играть (и играют) важную роль в установлении радиолюбительских связей на верхних частотах КВ диапазона и в диапазоне УКВ.

До сих пор не доказана полная корреляция между солнечной активностью и возникновением спорадических слоев E_c. Достаточно хорошо доказана другая закономерность, а именно вероятность возникновения слоев E_c зависит от времени года.
Обработка результатов наблюдений, проведенных за семилетний период (1988 - 1995 гг.), показала, что наибольшая продолжительность радиосвязей за счет переотражения от слоев Ec приходится на июнь и составляет около 44 тыс. мин, а минимальная продолжительность - на декабрь (рис. 1.15а).

Эксперименты показали, что число возникновений спорадических слоев E_c в июне составляет около 220 и наблюдается в основном между 12 и 24 час. В декабре число возникновений слоев E_c резко уменьшается (до 15), причем эти слои возникают в основном в вечерние часы (рис. 1.15б,*в*).

Наблюдалась определенная закономерность возникновения распространения радиоволн за счет переотражения от слоя E_c для частотных диапазонов. Если критическая частота спорадического слоя Ec $f_{кр}$=30 МГц, то этот слой позволяет осуществить радиосвязь с отдаленными радиостанциями в диапазоне 10 м. С ростом частоты $f_{кр}$ появляется возможность осуществить прием сигналов телевизионного вещания отдаленных телецентров, ра-

ботающих в диапазоне около 50 МГц. Если $f_{кр}$ достигает значения 60-70 МГц, то можно принимать очень отдаленные станции, работающие в диапазоне 144 МГц (рис. 1.15*г*).

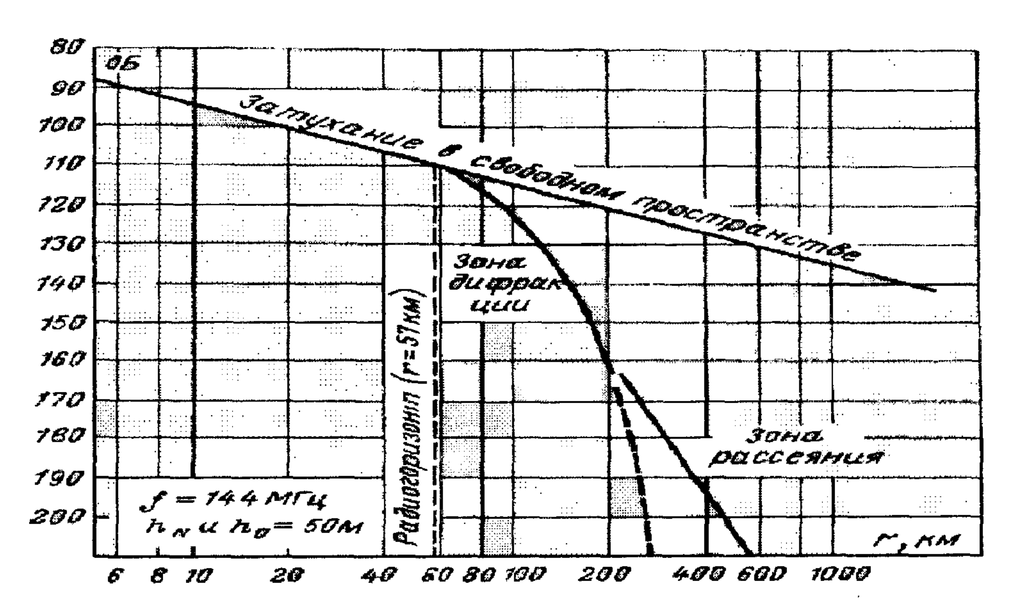


Рис. 1.14. Изменение уровня затухания вдоль трассы ($h_N = h_o = 50$ м, $f = 144$ МГц)

50
40
30
20
10
0
Тыс. минут
I II III IV V VI VII VIII IX X XI XII
Месяцы
а)

300
0
6 12 18 24
Лето (V-VIII месяцы) часы
20
10
0
6 12 18 24
Зима (XII месяц) часы
Число радиосвязей
в)

30
20
10
0
Тыс. часов
1964 1966 1968 1970
Годы
б)

70
50
30
10
Процент времени
f, мгц
20 40 60 80 100 120
г)

Рис. 1.15. Результаты экспериментальных исследований радиосвязей с использованием отра-жения от слоев *Ес*: *а,б,в* - статистические данные соответственно о сезонном, годовом и суточном ходе числа радиосвязей на частоте 50 Мгц; *г* - зависимость процента времени, в течение которого возможно осуществление радиосвязи с помощью отражения от слоев *Ес*, от рабочей частоты

Эксперименты показали, что лишь сравнительно небольшая часть слоя E_c играет существенную роль в процессе отражения радиоволн и что эта область может достаточно быстро перемещаться.

Слой F играет большую роль в радиосвязи; благородя этому слою возможна организация протяженных радиолиний связи в диапазоне КВ.

В течение дня наблюдается увеличение плотности электронов в двух областях слоя F, получивших названия F_1 и F_2. Возможность возникновения слоя F_1 мало зависит от времени года. Слой F_1, как и слой E, исчезает после захода солнца. Слой F_2 характеризуется большей неоднородностью плотности электронов, имеет большее время существования и не исчезает ночью. Правда, в ночное время высота слоя F_2 уменьшается; также уменьшается в ночное время и плотность электронов.

Максимальная плотность электронов в слое F_1 достигает $4 \cdot 10^{11}$ эл/м^3, и поэтому для радиосвязи этот слой играет меньшую роль, чем F_2, в котором плотность электронов достигает $2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3.

Выше слоя F находится слой G (на высотах 700...800 км), который играет незначительную роль в организации радиолиний связи.

Плотность электронов во всех слоях и, следовательно, условия распространения радиоволн существенным образом зависят от состояния Солнца, точнее, от состояния поверхности Солнца. Протуберанцы, сопутствующие пятнам на поверхности Солнца, по сути дела являются источниками, "выбрасывающими" энергию (в основном в виде потоков электронов и гамма-лучей) в космическое пространство. Эта энергия, достигая поверхности Земли, воздействует на ионосферу, изменяя тем самым условия распространения радиоволн вблизи Земли.

Наблюдается периодическое изменение числа пятен на поверхности Солнца. В астрономии используется число Вольфа

$$W = kn + 10g, \tag{1.10}$$

где k - число единичных пятен на поверхности Солнца; n - коэффициент, зависящий от разрешающей способности астрономического инструмента, с помощью которого наблюдается поверхность Солнца; n - коэффициент, зависящий от разрешающей способности астрономического инструмента, с помощью которого наблюдается поверхность, Солнца (напри- мер, оптического телескопа); g - число групповых пятен на поверхности Солнца. Отдельные пятна могут иметь размеры, во много раз превышающие размеры Земли.

Солнечная активность подвержена циклическим изменениям с периодом 11 лет. В начале цикла появляются пятна, расположенные под углом 30° по обе стороны от солнечного экватора. С развитием цикла пятна перемещаются ближе к экватору. Максимальному значению числа Вольфа соответствует угловая

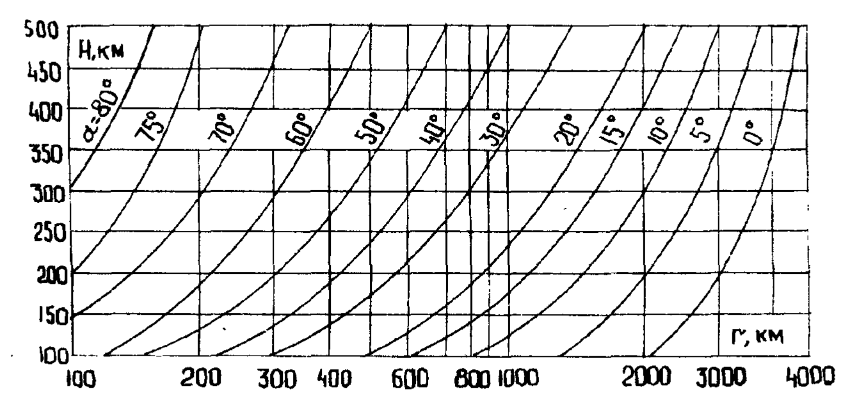


Рис. 1.16 Зависимость оптимального значения угломестного излучения антенны от высоты слоя F_2 и расстояния r до корреспондента для ионосферного распространения.

ориентация пятен, составляющая ±16° относительно солнечного экватора. При дальнейшем приближении пятен к экватору ±6° наблюдается спад солнечной активности.

Радиолюбитель с помощью достаточно простого оборудования может самостоятельно следить за процессом перемещения пятен, определять их число и пр. Эти наблюдения позволяют предсказать возникновение северных сияний, ионосферных и магнитных бурь, которые являются причинами резкого ухудшения, точнее, резкого изменения, обычных условий распространения радиоволн. Для проведения таких наблюдений можно воспользоваться обычной подзорной трубой. За выходным отверстием подзорной трубы на расстоянии нескольких сантиметров необходимо установить экран. Следует особо подчерк-

нуть, что прямое наблюдение Солнца (без экрана) недопустимо, так как в этом случае можно повредить глаза.

Практика наблюдений показывает, что при прохождении больших одиночных пятен или группы пятен через центральный меридиан Солнца спустя несколько десятков часов на Земле наблюдаются магнитные бури и другие следствия солнечной активности.

Помехи в магнитном поле Земли в виде мгновенных изменений положения магнитного полюса, а также изменения напряженности поля являются предметом постоянного излучения. Среднесуточное значение числа Вольфа представляют собой случайно изменяющиеся величины. Среднегодовое число Вольфа имеет одиннадцатилетнюю цикличность. Анализ одинадцатилетних циклов показывает, что не во всех циклах солнечная активность достигает максимального значения. Наблюдения за солнечными пятнами проводятся с 1749г.

Для радиолюбителей существенной является информация, которая касается высоты отражающего слоя. Зная этот параметр, нетрудно определить для заданного расстояния r оптимальный угол α, под которым следует излучать электромагнитную энергию, чтобы уровень принимаемого сигнала был максимальным. На рис. 1.16 приведена зависимость угла α от расстояния r до станции-корреспондента при различных высотах отражающего слоя.

С точки зрения минимизации помех при приеме выгодно использовать передающую антенну, которая излучает максимальную энергию под оптимальным углом α. В ряде случаев при связях через экватор отклонение оптимального азимута от направления на корреспондента может достигать 30° (более точное значение угла отклонения зависит от времени суток). Из графиков на (рис. 1.16) можно также сделать вывод, что односкачковая линия радиосвязи, т.е. линия с использованием одного отражения от ионизированного слоя ионосферы, имеет большую протяженность r, а для меньших расстояний наблюдается зона молчания.

Отражение от метеорных следов. Для связи можно пользоваться отражением от метеорных следов. Это позволяет установить в диапазоне УКВ радиосвязь на такие большие расстояния, которые при обычных способах связи недостижимы.

Возможна радиосвязь с использованием отражения от метеорных следов на расстоянии 500-2500 км, если используются передатчики с мощностью в несколько сотен ватт и направление антенны. Если между корреспондентами отсутствует предварительная договоренность о частотах излучения и приема, то для этого вида связи используется диапазон частот 144,0...144,15 Мгц. Обычно передаваемая информация записывается на магнитафонную ленту и излучается с повышеной скоростью. В радиолюбительской практике эта скорость составляет 160 знаков в минуту. В профессиональной радиосвязи с использованием метеорного рассеяния скорость передачи достигает 4800 слов в минуту с соответствующей скоростью записи принятой информации.

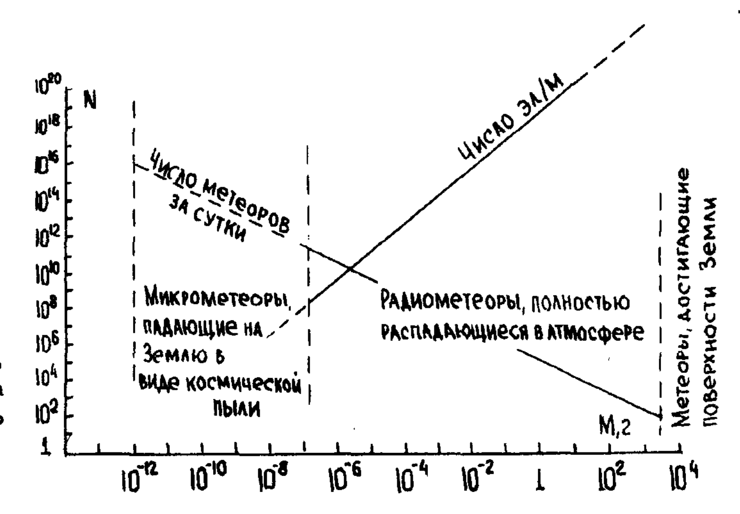


Рис. 1.17. Зависимость числа метеоров, падающих в течение суток, и числа электронов на метр длины метеорного следа от массы метеоров M

Механизм возникновения отражения. Атмосфера Земли постоянно бомбардируется маленькими частицами, называемыми метеорами. Эти частицы состоят из различных минералов или металлов (в том числе и железа). Размер метеорных частиц различен: от мельчайших пылинок до больших глыб (рис. 1.17). Скорость, с которой метеоры входят в атмосферу Земли, составляет от 11 до 72 км/с. В результате трения о воздух метеорные частицы на высотах 80-110 км сильно разогреваются. Вследствие термоионизации образу-

ется сильно ионизированный метеорный следа. Протяженность метеорного следа достигает нескольких километров (до 25км), а его диаметр нескольких сантиметров.

Большие метеоры, имеющие массу килограмм и более, достигают более низших слоев атмосферы, создавая видимый метеорный след, который сохраняется в течение нескольких секунд. Наиболее массивные метеоры достигают поверхности Земли. Очень небольшие метеорные частицы, масса которых менее 10^{-8}, не подвергаются испарению, а тормо

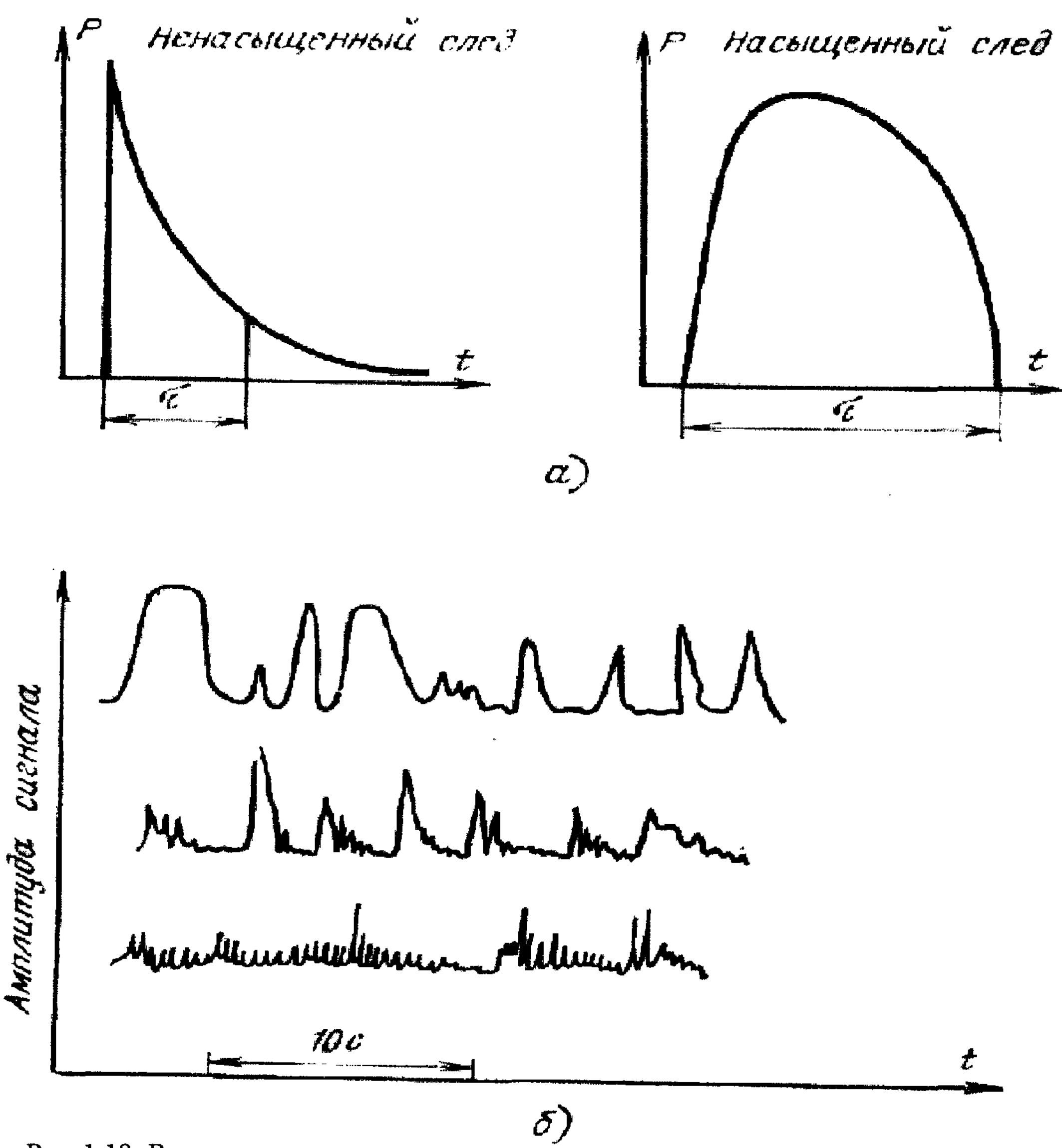


Рис. 1.18. Временные характеристики радиоволн, отраженных от метеорного следа:
а - теоретическая характеристика уровня отраженного сигнала (τ - время, в течение которого уровень сигнала превышает установленное значение); б - примеры реального изменения во времени уровня сигнала, отраженного от метеорного следа с различной интенсивностью (на графиках видно влияние интерференции)

зятся в верхних слоях атмосферы и выпадают на поверхность Земли в виде микро-пыли. Мельчайшие метеорные частицы (масса около 10^{-13} г) уносятся солнечным ветром в космическое пространство.

Для радиосвязи имеют значение метеорные частицы, масса которых превышает 10^{-7} г. Время испарения метеора составляет около 10^{-4} с. Линейная плотность электронов в метеорном следе определяется числом электронов, приходящихся на один метр длины следа. Если линейная плотность менее 10^{-14} эл/м, то такие следы называют насыщенными. При прохождении радиоволны через ненасыщенный след она подвергается полному рассеянию. От насыщенных следов радиоволна отражается, как от проводящей поверхности.

Первоначальный диаметр метеорного следа составляет несколько сантиметров; со временем из-за диффузии он значительно увеличивается и становится равным нескольким метрам. В результате этого, естественно, уменьшается плотность электронов и, следовательно, способность отражения радиоволн.

Так же, как и в случае отражения от ионосферы, для каждого метеорного следа существует критическая частота. В результате диффузии следа растет его диаметр и критическая частота $f_{кр}$ уменьшается. Как правило, время отражения от метеорного следа длинных волн больше, чем время отражения коротких волн.

От насыщенного метеорного следа отражение происходит так же, как от проводящей поверхности, т.е. угол падения равняется углу отражения. Для радиосвязи это явление выгодно, так как отражающая поверхность находится в области первой зоны Френеля, а сам след ориентирован на корреспондента.

Уровень отраженного сигнала изменяется во времени (рис. 1.18а). Метеорные следы подвергаются воздействию ионосферных ветров, которые изменяют их положение и форму. В результате наблюдаются многократные отражения, приводящие к сильной флуктуации принимаемого сигнала (рис. 1.18б).

Целесообразно иметь в виду следующую информацию:

1. Наиболее благоприятны для радиолюбительской связи большие метеоры, создающие продолжительные во времени метеорные следы. Они появляются в метеорных роях. Следует знать периоды их появления и ту область небесной сферы, которая является их "источником".

2. Земля при своем движении вокруг Солнца встречается с метеорами, рассеянными в межпланетном пространстве (рис. 1.19). Метеоры движутся вокруг Солнца по разным эллиптическим орбитам. Одни из них, перемещаясь в направлении противоположном направлению движения Земли, сталкиваются с ней и попадают на ту часть, которая освещена Солнцем. Другие ее метеоры, догоняя Землю, падают со скоростью 11-30 км/с на ту сторону Земли, на которой господствуют сумерки. С учетом наклона оси Земли можно показать, что наибольшая частота появления метеоров приходится на осенние месяцы.

3. В период встречи Земли с метеорами число метеоров, отражающих радиоволны возрастает до 400 и даже до 1000 в час, что приводит к достаточно постоянной ионизации определенного пространства ионосферы. Однако интервалы ионизации очень короткие - от долей секунд до нескольких секунд. Кривая 1 соответствует времени, в течение которого сигнал уменьшается до 0,37 своего максимального уровня, кривая 2 - времени, в течение которого отраженный сигнал достигает минимального (порогового) уровня.

4. Чаще происходит отражение от ненасыщенных метеорных следов. Однако в этом случае уровень отраженного сигнала более слабый. Реже появляются сигналы, обусловленные отражением от насыщенных слоев.

5. Не каждый метеорный след можно использовать для организации радиосвязи в заданном направлении. Для каждой станции имеются области с большей вероятностью установления радиосвязи с помощью метеорных следов (рис. 1.25в). Некоторое улучшение радиосвязи получается, если утром антенну развернуть на 7° севернее, а вечером на 7° южнее направления на корреспондента. Отметим, что отклонение направления антенн должно быть согласовано обоими корреспондентами.

6. Существует оптимальная угломестная ориентация антенн на линиях связи, использующих рассеяние от метеорных следов. На (рис. 1.20*д*) приведены графики, позволяющие правильно выбрать этот параметр.

7. Если существует достаточно уверенная связь между станциями N и O, а рядом расположена другая приемная станция O, то с увеличением расстояния между обеими приемными станциями O и O' радиосвязь между станциями N и O' будет ухудшаться. Так, например, при удалении от станции O на расстояние около 100 км количество принятой на станции O' информации уменьшиться в два раза (рис. 1.20г). Это обстоятельство свидетельствует о том, что связь с помощью отражения от метеорных следов обладает острой направленностью. Кроме того, эта радиосвязь не нарушается при изменении состояния ионосферы и практически не зависит от других факторов, обусловленных изменением солнечной активности.

8. Двусторонняя связь с использованием метеорного рассеяния требует в среднем около двух часов пробных связей, в течение которых будут слышны многочисленные всплески шума продолжительностью от долей секунд до нескольких секунд.

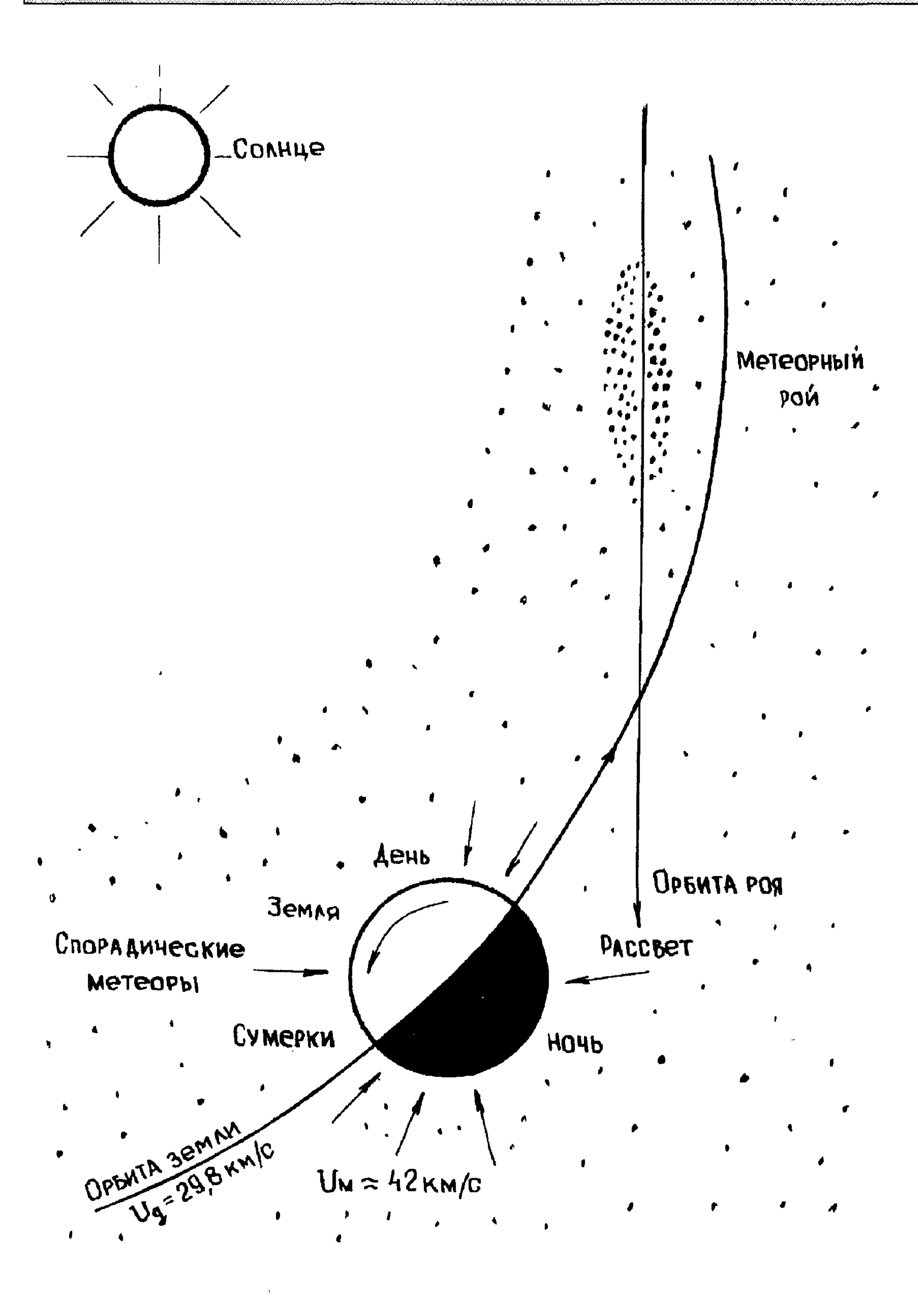


Рис. 1.19. Метеорные рои и орбита Земли

Практика показывает, что иногда метеорные следы, позволяющие поддерживать связь в течение нескольких минут.

9. Из анализа графиков на рис. 1.18 и 1.20а) следует, что для организации более продолжительных сеансов радиосвязи с использованием отражения от метеорных следов следует максимально повысить эффективную мощность излучения, т.е. использовать

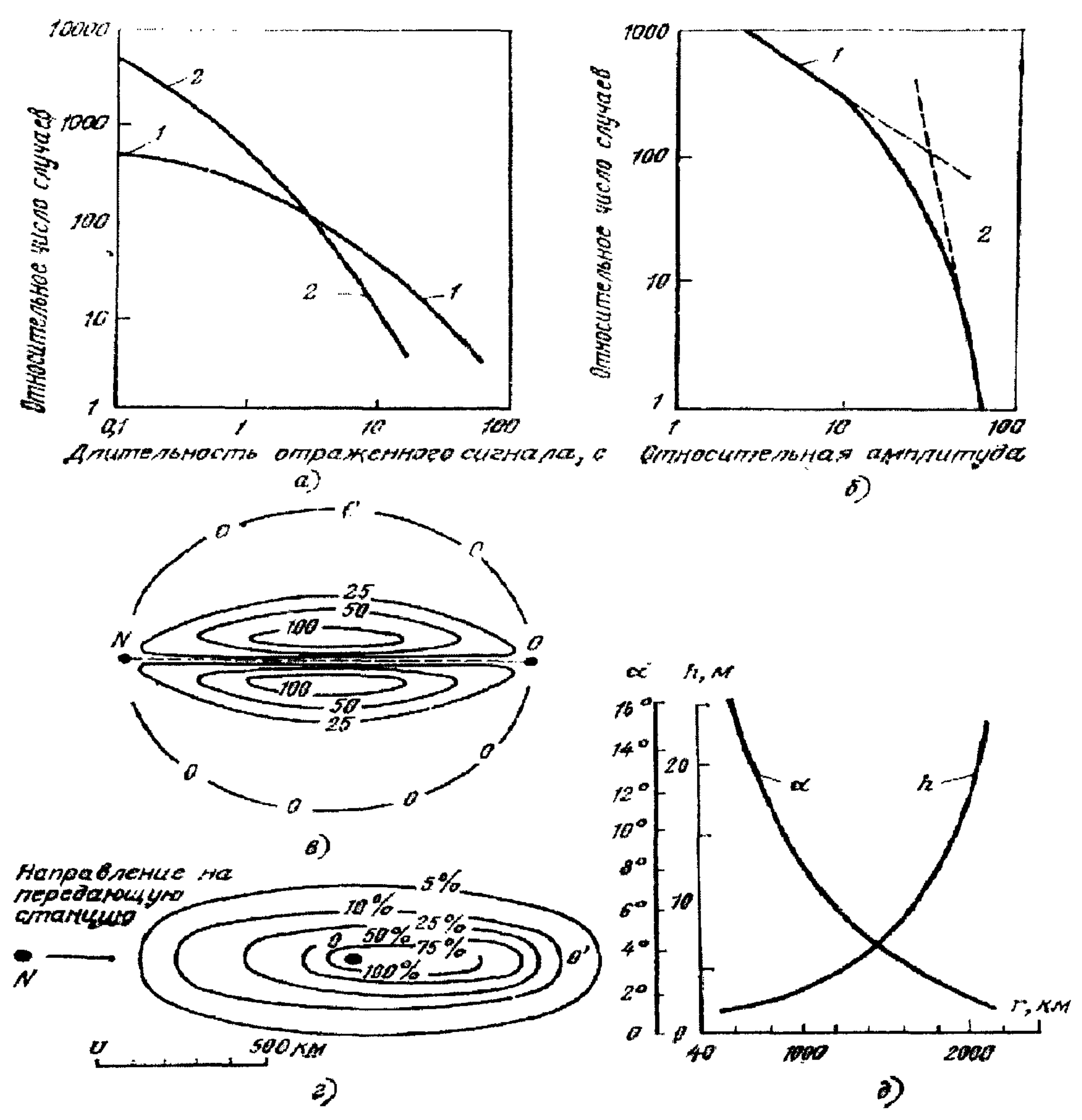


Рис. 1.20. Статистические характеристики сигнала, обусловленного отражением от метеорного следа:
а - длительность сигнала, отраженного от метеорного следа (*1* - уменьшение уровня сигнала в е раз, *2* - превышение уровнем сигнала установленного уровня); б - распределение амплитуды отраженного сигнала (*1* - ненасыщенный след, *2* - насыщенный след); *в* - статистические оценки вероятности осуществления радиосвязи за счет отражения от метеоров; *N* и *O* - корреспонденты; *NO* - линия связи (на схеме условно показано, что при попадании метеоров в области, охватывающие число 100, вероятность связи максимальна, при попадании метеоров в области, соответствующие меньшим числам, вероятность установления связи уменьшается; *г* - статистические оценки распределения уровня сигналов при различных положениях приемной антенны (кривые, проведенные вокруг точки *O*, т.е. первой приемной станции, показывают вероятность такого события, что при размещении второй приемной станции *O'* внутри данной области вероятность одинаковой устойчивости обеих радиолиний связи с передающей станцией будет не ниже числа процентов, соответствующего данной кривой); *д* - зависимость между углом α ориентации антенны и высотой h ее подвеса над землей от дальности радиосвязи.

передатчики с большой мощностью, антенны с высокой направленностью, а также по возможности малошумящие входные устройства приемников.

Распространение с помощью отражения от северного сияния. Как уже говорилось, часть атмосферы, занимающая нижнюю (до 100 км), прилегающую к поверхности земли

область, имеет большое значение для организации радиосвязи на протяженные расстояния. В этом пространстве возникает отражение от спорадических слоев E_c, а также от метеорных следов.

Кроме того, в этой области возникает еще один вид отражения, а именно отражение от северного сияния. С использованием этого вида отражения на территории Западной Европы можно установить радиосвязь на расстоянии до 1600 км. Сразу отметим, что этот вид радиосвязи сопровождается сильным модуляционным шумом, обусловленным способом распространения сигнала с помощью отражения от северного сияния. Этот шум вызван эффектом Доплера. Так, например, для частоты 144 Мгц девиация частоты, вызванная этим эффектом, достигает 300 - 900 Гц, причем изменение частоты носит нерегулярный, пульсирующий характер.

Как показывают результаты теоретического анализа и экспериментальных исследований, территория, на которой с помощью отражения от полярного сияния можно установить радиосвязь, достаточно ограничена.

Приведем основную информацию, касающуюся механизма возникновения отражения от полярного сияния.

1. Северное сияние появляется в результате сильной ионизации атмосферы корпускулярным излучением Солнца. Во время вспышек с поверхности Солнца выбрасывается интенсивный поток корпускул. Спустя 12-24 ч Земля может оказаться под воздействием этого потока, что приводит к резкому изменению условий распространения в атмосфере.

2. Известно, что Земля окружена собственным магнитным полем. Также известно, что положения магнитного и географического полюсов не совпадают. Корпускулярный поток, представляющий собой поток заряженных частиц, перехватывается магнитным полем Земли и концентрируется в полярных ее областях.

3. Параллели магнитного поля Земли не совпадают с географическими параллелями. Кроме того, их положение претерпевает во времени слабые изменения. Напряженность магнитного поля Земли составляет обычно около 40 А/м, а во время магнитных бурь подвергается сильному изменению. Магнитные бури, главным образом, вызываются сконцентрированным потоком корпускул (протонов), которые обладают собственным магнитным полем. Магнитные бури, главным образом, вызываются сконцентрированным потоком корпускул (протонов), которые обладают собственным магнитным полем. Поток, нарушающий магнитное поле Земли характеризуется величиной A_K. Во время магнитных бурь часть заряженных частиц, проникая с поясов радиации в низшие слои атмосферы, приводит к ее дополнительной ионизации. При сильной ионизации могут появляться видимые невооруженным глазом светящиеся облака, столбы и другие образования.

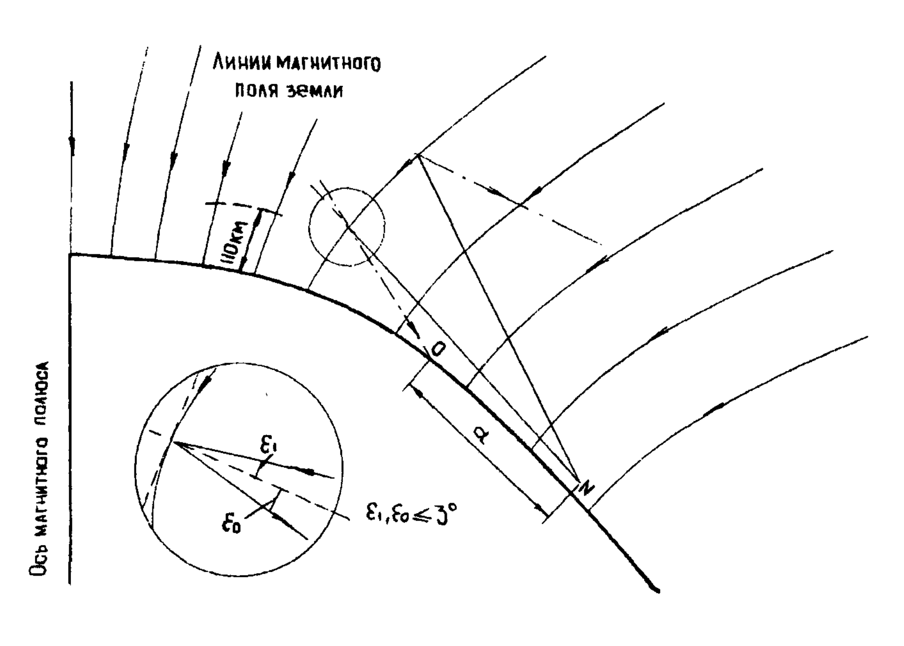


Рис. 1.21. Схема отражения радиоволны от области полярного сияния (только определенные лучи, отраженные от полярного сияния, возвращаются на Землю)

4. Для отражения от северного сияния необходимо, чтобы угол между направлением падения волны и линией магнитного поля был почти прямым. Для волны длиной 2 м отклонение угла от

прямого может достигать ±3°, а для более длинных волн - большую величину. Это требование является основным ограничением при установлении связи с помощью отражения от северного сияния (рис. 1.21).

5. Волна, излученная по касательной к поверхности Земли, после отражения от северного сияния на высоте около 100 км возвращается на поверхность Земли. Так как отражающая поверхность северного сияния состоит из ряда отдельных областей, каждая из которых изменяет во времени свою ориентацию, имеется достаточно обширная область поверхности Земли, примыкающая к полярной, для которой радиосвязь с использованием отражения от северного сияния может быть достаточно эффективной. Однако месторасположение района, с которым можно осуществить данный вариант радиосвязи постоянно меняется во времени.

6. Следует иметь в виду. что область, в которой можно осуществлять радиосвязь с использованием отражения от полярного сияния, сравнительно невелика и лежит в пределах ±3° град от направления отраженной волны (рис. 1.21). Наиболее благоприятная возможность для такой радиосвязи возникает при появлении полярного сияния в районе, обозначенном жирной линией.

7. Вероятность организации радиосвязи с использованием отражения от полярного сияния зависит от уровня A_K, а также от времени суток.

8. Для рассматриваемого вида радиосвязи обычно используется трех-десятиэлементные антенны типа Уда-Яги. Следует отметить, что применение остронаправленных антенн не всегда выгодно. Дело в том, что остронаправленная антенна освещает только определенную область, в которой может возникнуть полярное сияние. Использование менее направленных антенн эквивалентно повышению вероятности того, что антенна освещает область, в которой отражающие свойства полярного сияния проявляются максимальным образом. Практика показала, что для этого вида радиосвязи достаточно использовать антенны с усилением 6-14 дБ и передатчик с мощностью порядка 100 Вт.

Годовой ход вероятности появления радиосвязи с использованием отражения от полярного сияния обусловлен изменением наклона оси Земли к плоскости вращения Земли вокруг Солнца.

Как уже отмечалось, при появлении пятен на Солнце, расположенных в районе ±16° солнечной широты, испускаемое Солнцем радиоактивное излучение практически не достигает поверхности Земли. С приближением пятен к экватору Солнца интенсивность излучения Солнца, достигающая поверхности Земли, значительно возрастает, что приводит к возрастанию интенсивности полярных сияний.

Радиосвязь с использованием отражения от Луны. В последние годы развивается новый вид радиосвязи, использующий эффект отражения радиоволн от поверхности Луны. Этот вид радиосвязи привлекает все большее количество энтузиастов.

Для реализации данного вида радиосвязи требуется более совершенная аппаратура. Так, например, для радиосвязи в диапазоне 144 МГц требуются приемники с уровнем шумов не более 2 дБ, а для диапазона 432 МГц - не более 4 дБ, мощность передатчика достигает 500...1000 Вт. Узкополосная радиосвязь требует использования в приемнике малошумящих входных устройств, а также стабильных кварцевых фильтров.

Очень серьезные требования предъявляются в данном случае и к антенным устройствам. Наиболее часто используется параболическая антенна, диаметр которой составляет 4...10 м, а также много- элементная антенна типа «волновой канал», число элементов в которой достигает несколько сотен, Кроме того, антенна должна быть постоянно ориентирована на Луну, что требует применения системы автоматической ориентации диаграммы излучения антенны.

Приведем основную информацию, касающуюся использования поверхности Луны в качестве пассивного ретранслятора.

1. Луна - естественный спутник Земли. Ее диаметр составляет 3476 км, среднее расстояние от Земли - 384 900 км. Угловой диаметр Луны при наблюдении с Земли равен 33′. Луна движется вокруг Земли в направлении с запада на восток с угловой скоростью 12..13° в сутки, возвращаясь в то же самое положение относительно Земли и Солнца спустя один лунный месяц, что составляет 29,53 средних солнечных суток. Орбита Луны наклонена к плоскости орбиты Земли под углом 5°9′.

Точное угловое положение Луны относительно любой точки на Земле приведено в астрономических ежегодниках.

2. Поверхность Луны обладает коэффициентом отражения для радиоволн ρ=0,1. Эффективная отражающая поверхность Луны представляет собой круг диаметром 340 км, который расположен на ближайшей к Земле части поверхности Луны.

3. Луна повернута к Земле одной и той же стороной. Однако из-за явления *либрации* мы видим несколько большую, чем половина, часть поверхности Луны.

4. В результате либрации положение наиболее эффективно отражающей области на поверхность Луны постоянно меняется, что приводит к переменному во времени процессу интерференции отраженных волн. Это, в свою очередь, приводит к флуктуации (на 4 - 5 дБ) уровня отраженного от поверхности Луны и принятого на Земле радиосигнала. Указанной флуктуации сигнал подвержен приблизительно в течение 50% времени. Уровень флуктуации сигнала уменьшается до нуля лишь в крайне небольшие интервалы времени (несколько секунд), соответствующие моментам, когда направление либрации изменяется на противоположное.

5. Разница в расстояниях от центра наиболее эффективной части отражающей поверхности Луны до Земли и от ее периферийной части до Земли составляет около 8 км, что соответствует времени распространения радиоволны $\tau \approx$100мкс. Это обстоятельство приводит к деформации фронта отраженной от поверхности Луны волны, которая обусловлена отражением от областей, расположенных на различных расстояниях (рис. 1.22а). Деформация фронта ограничивает полосу модуляции передатчика, сужая ее до 10 кГц (рис. 1.22б).

6. Волна, падающая на поверхность Луны, при отражении изменяет фазу. Поэтому при использовании волны с круговой поляризацией необходимо учитывать, что после отражения направление вращения поляризованной волны меняется на обратное. Это, в свою очередь, требует применения специальных поляризационных устройств в передающем и приемном каналах используемой антенны.

7. Проявление эффекта Доплера в отраженном сигнале обязано явлению либрации Луны. Следует особо отметить, что знак изменения частоты при отражении от двух противоположных сторон Луны различен. Это приводит к расширению спектра принимаемого отраженного сигнала. В диапазоне 144 МГц доплеровский сдвиг достигает ±2 Гц, в диапазоне 432 МГц – ±6 Гц, а в диапазоне 1296 МГц – ±18 Гц. Если учесть, что полоса приемника составляет всего 50 Гц, то становится ясным, что влияние рассматриваемого эффекта весьма существенное (рис. 1.22в).

8. Время распространения сигнала от Земли до Луны и обратно составляет 2,56 с. За это время можно осуществить ручную коммутацию антенны с передающего режима на приемный и обратно.

9. Сигнал при радиосвязи с использованием отражения от поверхности Луны дважды проходит через земную атмосферу, т.е. дважды преломляется в тропосфере и ионосфере Земли. При малых угломестных положениях Луны сигнал даже при нормальном состоянии атмосферы подвергается рефракции: в тропосфере до 1°, а в ионосфере до 0,5° (точное значение угла преломления зависит от частоты). При аномальных состояниях атмосферы приведенные значения углов преломления могут быть превышены. В последнем случае может возникнуть такая ситуация, когда излучение с Земли проходит мимо Луны, а при высоком расположении слоя *E* ионосферы вообще не покидает поверхности Земли. Поэтому использование остронаправленных антенн диктует необходимость специальных мер, направленных на то, чтобы "не потерять" Луну (см. рис. 1.23).

10.Радиоволна, проходя атмосферу Земли, испытывает влияние эффекта Доплера: на частоте 144 МГц доплеровское изменение частоты составляет 14 Гц, а на частоте 432 МГц - 3Гц. Точное значение доплеровского сдвига определяется как угломестной ориентацией направления излучения антенны, так и свойствами атмосферы (главным образом, тропосферы). Само собой разумеется, что и отраженная от поверхности Луны волна подвержена влиянию эффекта Доплера. Однако надо иметь в виду, что во втором случае знак изменения частоты противоположен знаку изменения частоты, вызванного влиянием атмосферы Земли поэтому не исключено возникновение ситуации, когда результирующий частотный сдвиг будет равен нулю.

11. Радиоволна, проходящая ионосферу, под действием магнитного поля Земли изменяет плоскость поляризации (*эффект Фарадея*). Поворот плоскости поляризации зависит от длины пути в ионосфере, т.е. от угломестного положения Луны, а также от квадрата частоты (рис. 1.23). Например, для f=144 МГц при низком положении Луны (α=10°) поворот плоскости поляризации равен 3 360°, т.е. составляет девять полных оборотов и плюс еще 120°. Поворот плоскости поляризации для частоты f=1296 МГц составляет

41,5°. Еще раз подчеркнем, что этот параметр сильно зависит от условий распространения в ионосфере, которые, как уже известно, подвержены цикличным изменениям в пределах суток.

Анализируемый эффект необходимо учитывать при проектировании антенных устройств для линий радиосвязи, использующих отражение от Луны. Так, например, при использовании обеих антенн с линейной поляризацией пренебрежение эффектом Фарадея может привести к существенному снижению уровня сигнала. Если применить хотя бы одну антенну с регулируемой ориентацией поляризации (например, приемную антенну), то можно получить ощутимый выигрыш в уровне принимаемого сигнала. Именно по этой причине на таких линиях радиосвязи используются антенны с круговой поляризацией, так как радиоволна с круговой поляризацией не подвержена влиянию эффекта Фарадея.

Можно применять комбинированное решение: одна антенна с круговой поляризацией, а другая с линейной. Эта комбинация позволяет устранить вредное влияние эффекта Фарадея, однако при этом естественно, уровень принимаемого сигнала уменьшится на 3 дБ.

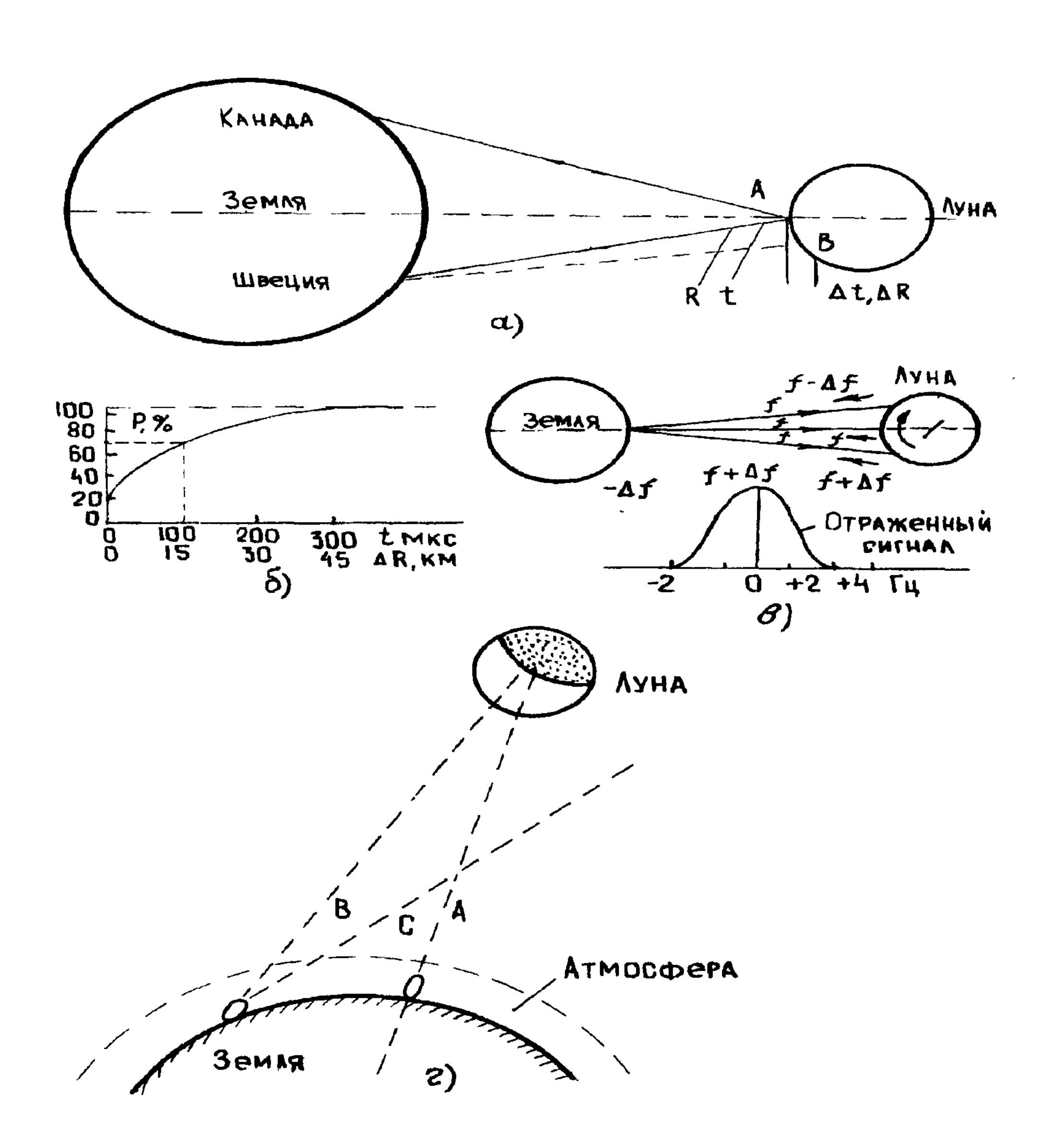


Рис. 1.22. Радиосвязь с использованием отражения от поверхности Луны:
а - схема радиосвязи; *б* - зависимость распределения энергии, переотраженной поверхностью Луны и принятой приемником на Земле, от времени t; вторая координата на оси абсцисс ΔR соответствует увеличению дальности распространения волны; *в* - схема возникновения эффекта Доплера в отраженной волне из-за вибрации Луны; *г* - влияние рефракции атмосферы Земли на устойчивость радиосвязи:
А - направление излучения с первой станции на Луну; *В* - направление излучения со второй станции, достигающее поверхности Луны; *С* - направление излучения со второй станции, которое из-за рефракции атмосферы Земли проходит мимо Луны

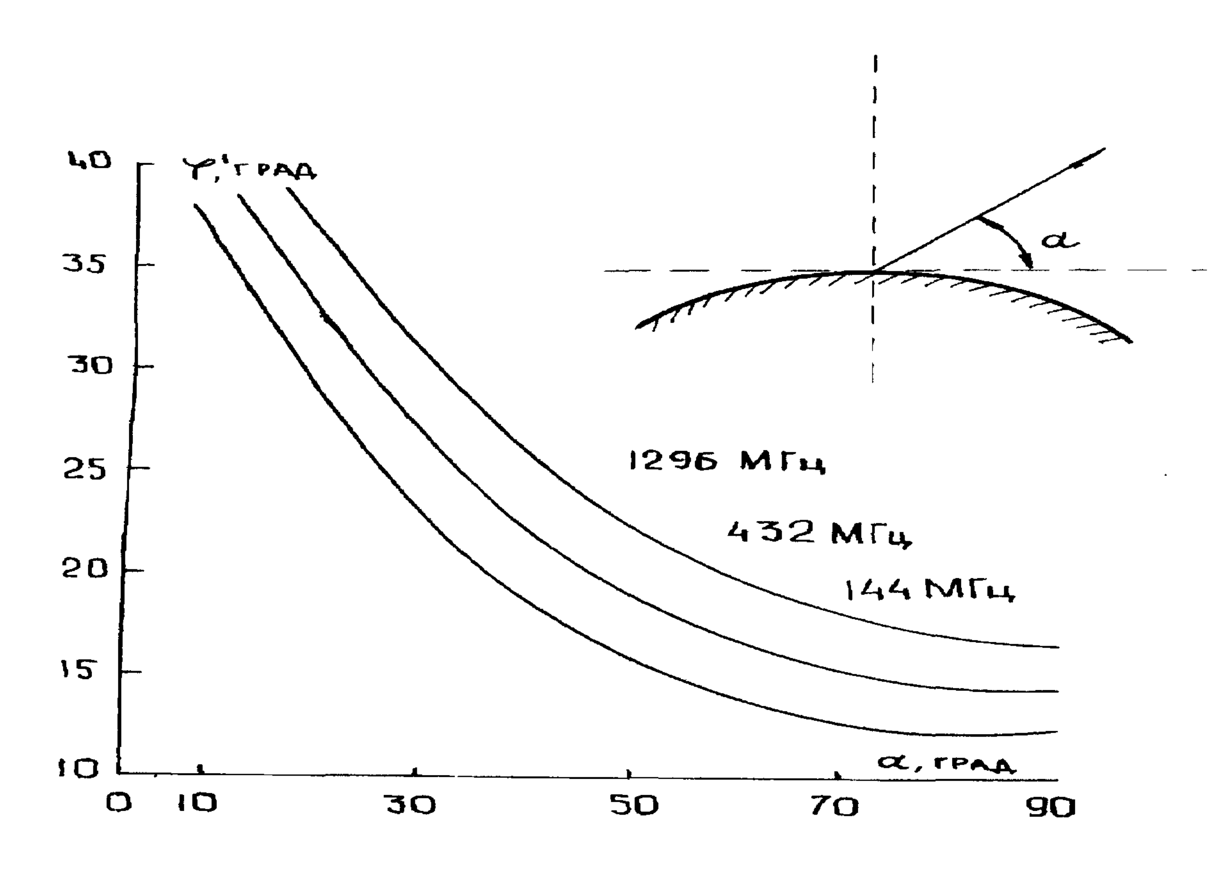


Рис. 1.23. Поворот плоскости поляризации из-за эффекта Фарадея, зависящий от угла ориентации антенны α и частоты излучения; для 1296 Мгц $\psi=1\times\psi'$, для 432 Мгц $\psi=10\times\psi'$, для 144 МГц $\psi=100\times\psi'$

КОРОТКИЕ ВОЛНЫ

Физические процессы при распространении коротких радиоволн. К диапазону коротких волн условно относятся волны в интервале от 100 до 10 м (что соответствует частотам от 3 до 30 Мгц). Подобно длинным и средним волнам короткие волны могут распространятся как земные и как ионосферные волны.

Вследствие значительного поглощения коротких волн в полупроводящей поверхности Земли земные волны распространяются при обычно применяемых мощностях передатчиков на расстояния, не превышающие нескольких десятков километров (для более коротких волн диапазона). При распространении в качестве ионосферных волн, т.е. путем однократного или многократного отражения от ионосферы, короткие волны можно использовать для связи на сколь угодно больших расстояниях, поскольку при отражении от ионосферы волны этого диапазона испытывают небольшое поглощение, уменьшающееся, в отличие от поглощения в земле, по мере роста частоты.

При нормальных условиях распространения ионосферных коротких волн каждая из областей ионосферы выполняет вполне определенную функцию: области D и E являются поглощающими, а слой F_2 - отражающим.

Схема распространения радиоволн для этого случая показана на (рис. 1.24). При рассмотрении рисунка можно прийти к заключению, что в нормальных условиях электронная концентрация области E оказывается недостаточной для отражения коротких волн, поглощение коротких волн при отражении от слоя F_2 значительно меньше поглощения, испытываемого короткими волнами при прохождении сквозь области D и E (на пути туда и обратно). В то время как первое из этих утверждений вполне очевидно и основывается на хорошо известном экспериментальном факте, согласно которому электронная концентрация в слое F_2 в дневные часы примерно в 10 раз больше электронной концентрации в слое E, вопрос о поглощении коротких волн требует специальных пояснений.

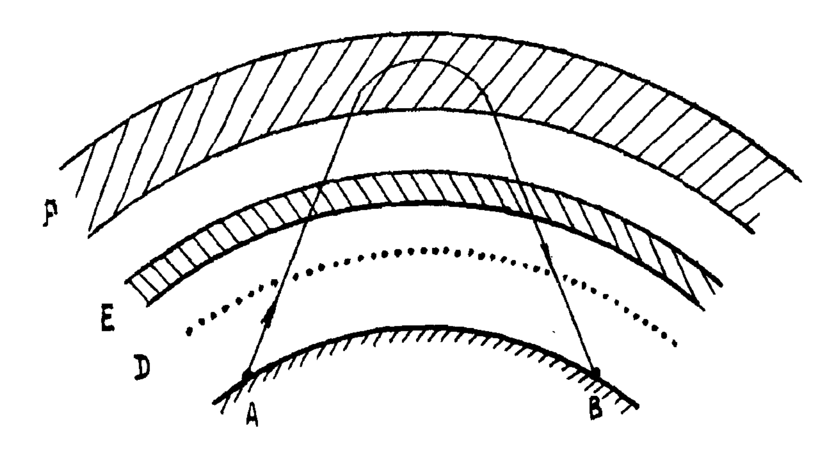


Рис. 1.24. Траектория волны при нормальных условиях распространения радиоволн.

При распространении коротких волн в полупроводящей среде (в данном случае - в ионизированном слое воздуха) они испытывают поглощение. Степень поглощения характеризуется экспоненциальным множителем $e^{-\delta l}$, входящим в выражение для напряженности поля волны, где δ - коэффициент поглощения, а l - путь, пройденный волной. Поскольку ионосфера является неоднородной средой, необходимо считаться с тем, что значение коэффициента δ в различных точках траектории различно. Коэффициент поглощения, в свою очередь, определяется формулой

$$\delta = \frac{\omega}{c}\rho \quad , \quad 1/м$$

где

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{2}\left[-\varepsilon_и + \sqrt{\varepsilon_и{}^2 + (60\lambda\sigma_и)^2}\right]} \qquad (1.10)$$

В формуле (1.10) $\varepsilon_И$ и $\sigma_И$ представляют собой соответственно диэлектрическую проницаемость и удельную проводимость ионизированного газа, определяемые формулами:

$$\varepsilon_и = 1 - 3190\frac{N}{w^2+\gamma^2} \quad , \qquad \sigma_и = 2{,}82\cdot10^{-8}\frac{N_g}{w^2+\gamma^2} \quad , \quad сим/м.$$

При тех значениях N и V, которые характеризуют состояние ионизированных слоев E и F_2 ионосферы, и в интересующем нас диапазоне коротких волн плотность токов смещения значительно больше токов проводимости. Это условие можно записать в виде неравенства

$$\varepsilon_и = 1 - 3190\frac{N}{w^2+g^2} \quad , \qquad \sigma_и = 2{,}82\cdot10^{-8}\frac{N_g}{w^2+g^2} \quad , \quad сим/м.$$

При тех значениях N и V, которые характеризуют состояние ионизированных слоев E и F_2 ионосферы, и в интересующем нас диапазоне коротких волн плотность токов смещения значительно больше токов проводимости. Это условие можно записать в виде неравенства $60\lambda\sigma \ll \varepsilon_И$, пользуясь которым можно упростить выражение (1.10).

После несложных преобразований получаем

$$\delta = 60\pi\frac{\sigma_v}{\sqrt{\varepsilon_v}}, \quad 1/м$$

где $\varepsilon_И$=1-80,8 N/f^2 - табличное или относительное значение диэлектрической проницаемости.

В диапазоне коротких волн круговая частота, как известно: значительно больше частоты столкновений. Кроме того, как будет показано в последующем изложении для пологих лучей значение εи лишь очень незначительно отличается от единицы и становится несколько меньше единицы только в точке поворота волны, т.е. в вершине траектории. Это обстоятельство позволяет в первом приближении положить в формуле:

$$\delta \approx 1{,}35\cdot10^{-7}\frac{N_\nu}{f^2}, \quad 1/м \qquad (1.12)$$

Выражение (1.12) представляет исключительный интерес с двух точек зрения. Во-первых, из формулы следует, что в отличие от хорошо известной для полупроводящих сред зависимости коэффициента поглощения от частоты, коэффициент поглощения в ионосфере не увеличивается, а уменьшается с частотой, будучи обратно пропорционален квадрату частоты. Во-вторых, для заданной частоты степень поглощения определяется произведением электронной концентрации на число столкновений.

Ионосферные измерения показывают, что в полуденные часы максимальное значение электронной концентрации в области $F2$ составляет $10^{12} \cdot 1/м^3$, а в области E- $10^{11} \cdot 1/м^3$. Число столкновений в этих же слоях достигает значений $\nu \approx 10^3 \cdot 1/сек$ для области F_2 и $\nu \approx 10^6 \cdot 1/сек$ - для области E. Произведение (N_ν) для области F_2. Следовательно, коэффициент поглощения коротких волн в области E примерно в 100 раз больше, чем в области F_2. Это позволяет пренебречь поглощением радиоволн в области F_2 по сравнению с поглощением в области E. Тем самым обосновывается сделанное выше предположение о роли области E при распространении коротких волн.

В реальных условиях распространения короткие волны испытывают поглощение не только в области максимума электронной концентрации слоя E, но и в более низких частях ионосферы, а именно, в основании области E и в области D. На этих высотах число столкновений соизмеримо с круговой частотой, поэтому в фо-е (1.12) уже нельзя пренебречь величиной ν по сравнению с ω. В этих условиях коэффициент поглощения уже не будет меняться обратно пропорционально квадрату частоты. Зависимость коэффициента поглощения от частоты в значительной степени сгладится, хотя по-прежнему с увеличением частоты коэффициент поглощения будет уменьшаться.

Для осуществления радиосвязи на коротких волнах должны одновременно выполнятся следующие условия:

1.Применяемая для радиосвязи частота должна быть меньше максимального значения, определенного для заданной длины линии радиосвязи и для заданной ионизации отражающего слоя.

2. Поглощение радиоволн в областях D и E не должно быть чрезмерно большим. Иными словами, при обычно используемых мощностях передатчиков и применяемых типах передающих антенн напряженность поля в месте приема должна быть достаточной для приема сигналов.

Первое из этих условий говорит о том, что на данной линии радиосвязи в заданное время года и суток могут применятся радиоволны, частота которых не превышает некоторого максимального (критического) значения и, таким образом, ограничивает диапазон используемых частот снизу, потому что, как было показано выше, чем меньше используемая частота, тем больше поглощение в пути. Отметим в качестве интересной особенности, что если первое из этих условий является, безусловно, критическим, так как при невыполнении его радиоволны вообще не будут отражаться от слоя $F2$ и независимо от применяемой мощности радиопередающего устройства не попадут в место приема, то второе условие не является столь критическим, и переход к более низким частотам может до некоторой степени компенсироваться увеличением мощности передатчика.

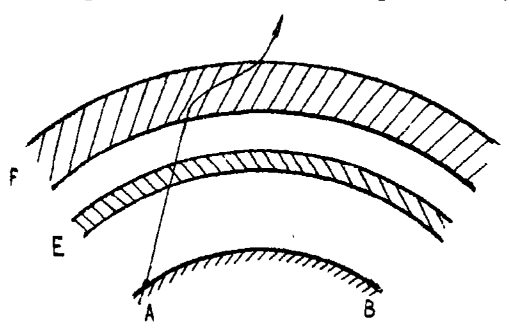


Рис.1.25. Траектория радиоволны в тех случаях, когда рабочая частота превышает максимальную применимую

Применяя сверхмощные передающие устройства, можно установить радиосвязь на сравнительно низких частотах в диапазоне коротких волн.

Значение двух приведенных условий осуществления радиосвязи на коротких волнах хорошо иллюстрируется следующим обстоятельством. Применяемые для радиосвязи на больших расстояниях короткие волны удобно, в свою очередь разбить на три поддиапазона:

а) дневные волны (от 10 до 25 м), используемые для радиосвязи в дневные часы

б) ночные волны (от 35 до 100 м), применяемые для радиосвязи в ночное время,

в) промежуточные волны (от 25 до 35 м), используемые для радиосвязи в часы полуосвещенности.

Рисунок 1.24 характеризует условия распространения дневных волн в дневные часы и ночных в ночные часы.

Действительно, применение дневных волн в дневные часы возможно вследствие того, что в часы освещенности электронная концентрация в слое $F2$ достигает больших значений, и от этого слоя могут отражаться радиоволны высоких частот. В то же время волны такой высокой частоты испытывают незначительное поглощение в сильно ионизированных в дневные часы областях D и E. В свою очередь, применение ночных волн в ночные часы возможно благодаря тому, что с наступлением темноты электронная концентрация в слое $F2$ уменьшается и для соблюдения первого условия частота используемых волн должна быть понижена. С наступлением темноты уменьшается и электронная концентрация области E, а область D вообще исчезает, поэтому поглощение радиоволн даже относительно низких частот не будет чрезмерно большим.

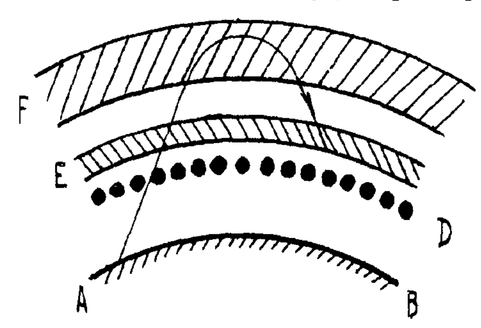


Рис.1.26 Траектория волны при повышенном поглощении в слоях D и E

Рисунки 1.25 и 1.26 характеризуют условия распространения коротких волн при несоблюдении одного из условий. Рисунок 1.24 относится к случаю применения дневных волн в ночные часы, когда нарушается первое условие. Если с наступлением темноты продолжить работу на дневной волне, то вследствие постепенного уменьшения электронной концентрации области $F2$ наступит момент, когда рабочая частота сделается больше критической и радиоволна перестанет отражаться от слоя. Как показано на рис. 1.24, луч, лишь частично искривляясь, будет пронизывать слой $F2$ насквозь.

Рисунок 1.26 отображает схему распространения коротких волн при использовании ночных волн в дневные часы, когда нарушается второе условие.

Поскольку частота ночных волн заведомо меньше критического значения, то ночные волны в дневные часы будут отражаться от слоя F_2. Однако, проходя сквозь сильно ионизированные в дневные часы области D и E_1, ночные волны будут испытывать очень большое поглощение, так как в соответствии с формулой (1.12) коэффициент поглощения резко возрастает по мере уменьшения частоты. Поглощение ночных волн в часы освещенности обычно бывает столь значительным, что создающаяся в месте приема напряженность поля, оказывается, как правило, недостаточной для уверенного приема.

До сих пор рассматривались нормальные, т.е. наиболее часто встречающиеся условия распространения коротких волн, когда в процессе распространения принимают участие основные слои ионосферы E и F_2. Однако на трассах протяженностью 2000÷3000 км в дневные часы основным отражающим слоем часто является область E. В этих условиях так называемое неотклоняющее поглощение происходит в слое D, а отклоняющее - при повороте волны, в области E. Наконец, нормальные условия распространения коротких волн могут быть нарушены при возникновении спорадического слоя E_S. Спорадический слой E_S, который может возникнуть в любое время суток и обладает в ряде случаев весьма значительной электронной концентрацией, становится отражающим слоем, поскольку он расположен на уровне нормального слоя F, т.е. ниже слоя F_2. Следовательно, при образовании сильно ионизированного слоя F_S слой F_2 перестает принимать участие в распространении коротких волн.

Короткие радиоволны, обладая рядом существеннейших преимуществ по сравнению с длинными и средними волнами, основным из которых следует считать незначительное поглощение при распространении в ионосфере, несвободны от некоторых недостатков. Главный из них состоит в том, что отражаясь от слоя F_2, который, как известно, далеко не отличается постоянством структуры, свойственной области E, короткие волны не обладают постоянством условий распространения, которое присуще средним, длинным и сверхдлинным волнам.

Непостоянство слоя F_2 двояким образом влияет на процессы распространения коротких волн. Во-первых, в диапазоне коротких волн наблюдаются глубокие замирания, гораздо более сильные, чем на средних волнах. Эти замирания вызывают искажения передаваемых сигналов, которые сильно затрудняют их прием. Для компенсации и устранения искажений необходимо принимать специальные меры. Во-вторых, изменчивость ионосферы ото дня ко дню, а также подверженность слоя F_2 влиянию ионосферных возмущений приводит к тому, что уровень сигналов также подвергается ото дня ко дню значительным

колебаниям. Успешная борьба с этим явлением требует знания природы непостоянства ионизированных слоев и закономерностей, которым подчиняются процессы распространения.

Процессы распространения коротких волн характеризуются и некоторыми другими особенностями, к которым относятся: явление эхо, явление диффузного отражения, наличие зон молчания и т.п.

Переходим к рассмотрению главнейших особенностей распространения коротких волн.

Замирание в диапазоне коротких волн. *Природа замираний.* Замирание при приеме сигналов коротковолновых передатчиков проявляются в беспорядочном (реже - в более или менее периодическом) изменении уровня сигналов. Возрастания уровня сигнала чередуются с глубокими минимумами. Амплитуда сигнала при замираниях меняется в десятки и даже сотни раз. Период замираний, определяемый как промежуток времени между двумя последовательными минимумами или максимумами, колеблется от нескольких десятков секунд до десятых долей секунды. Внешняя форма замираний крайне многообразна. Иногда замирания при приеме незатухающих сигналов проявляются в более или менее плавном изменении напряженности поля сигнала. В других случаях замирания имеют характер быстропеременных колебаний, которые обычно накладываются на более медленные изменения поля волны. Так же, как и в диапазоне средних волн, основной причиной замираний следует считать интерференцию нескольких приходящих в место приема лучей, фазы которых вследствие непостоянства ионизированных слоев непрерывно изменяются.

В то время как в диапазоне средних волн основное практическое значение имеет интерференция земных и ионосферных радиоволн, в диапазоне коротких волн замирания создают в результате интерференции нескольких приходящих в место приема лучей, отраженных от ионосферы. Рассмотрим основные причины, приводящие к возникновению интерференционных замираний.

На рисунках 1.27 - 1.29 показаны некоторые случаи распространения коротких волн, когда в место приема попадают несколько лучей.

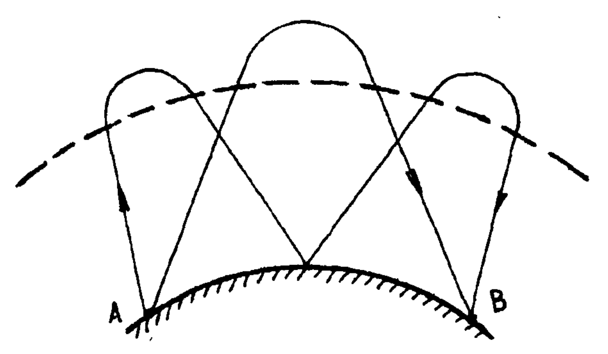


Рис. 1.27. К происхождению замираний. Интерференция лучей, претерпевших разное число отклонений.

Это, прежде всего, случай (рис. 1.27), когда в место приема попадают два луча, претерпевшие соответственно одно и два отражения от ионосферы. Поскольку высота ионосферы в точках, где происходят отражения радиоволн, непрерывно меняется, стало быть, меняется общая траектория, то фазы приходящих в место приема лучей также оказываются подверженными непрерывным и беспорядочны изменениям . Напомним, что для того, чтобы фаза приходящей волны изменилась на 180°, достаточно, чтобы длина пути изменилась на $\lambda/2$, т.е. всего на десяток или на несколько десятков метров. Ясно, что столь незначительные изменения высоты ионизированных слоев атмосферы всегда могут возникнуть под действием флуктуационных явлений в ионосфере. Результирующая напряженность поля в месте приема в зависимости от сдвига фаз между приходящими лучами будет больше или меньше напряженности поля луча, претерпевшего одно отражение; при отсутствии сдвига напряженность поля может почти удвоится, при сдвиге в 180° - будет минимальной. Два луча могут попасть в место приема также в результате также в результате явления двойного лучепреломления. Этот случай показан на рис. 1.30 и суть его сводится к следующему. Как известно, под действием постоянного магнитного поля Земли ионосфера приобретает свойства двоякопреломляющей среды. В условиях распространения коротких волн это свойство проявляется в том, что попадающий в ионосферу луч в общем случае расщепляется на два эллиптически поляризованных луча, называемых соответственно обыкновенными и необыкновенными лучами. Естественно, что

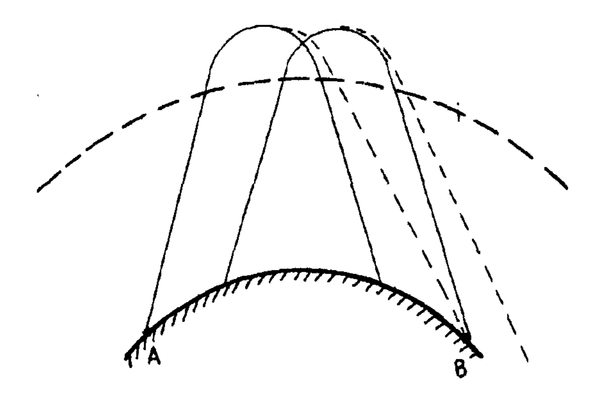


Рис. 1.28. К происхождению замираний. Интерференция обыкновенного и необыкновенного лучей.

эти лучи попадают в различные точки поверхности Земли. Нетрудно, однако, убедиться, что в каждую точку на поверхности Земли попадают как обыкновенный, так и необыкновенный лучи, правда, отразившиеся от различных областей ионосферы. Интерференция этих лучей также приводит к возникновению замираний сигналов. Если, кроме того, в место приема попадают лучи, претерпевающие одно и два отражения, то в конечном счете замирания создаются интерференцией четырех лучей.

Наиболее важный случай возникновения интерференционных замираний схематически представлен на рис. 1.29. Дело в том, что ионосферу нельзя уподобить идеально гладкой отражающей поверхности. Неизбежные неоднородности гладкой отражающей поверхности. Неизбежные неоднородности в ионосфере приводят к тому, что вместе зеркального отражения лучей от ионосферы возникают частично диффузные отражения, как показано на рис.1.29, где попадающий на нижнюю границу ионосферы один луч по выходе из ионосферы представляет собой пучок, содержащий множество элементарных лучей. Экспериментально установлено, что угловой раствор пучка достигает нескольких (от одного до пяти) градусов. Таким образом, в место приема попадают множество элементарных лучей, относящихся к различным пучкам. На рис. 1.29. показана интерференция двух элементарных лучей, являющихся соответственно "правым крайним" и "левым крайним" лучами двух пучков. Для того чтобы не затемнять рисунка, на нем не показаны лучи, отражающиеся где-то в промежутке между точками C_1 и C_2. Входящие в состав соответствующих пучков элементарные лучи также попадают в точку B. Интерференция этих лучей в условиях непрерывного изменения их фаз также приводит к явлению замираний.

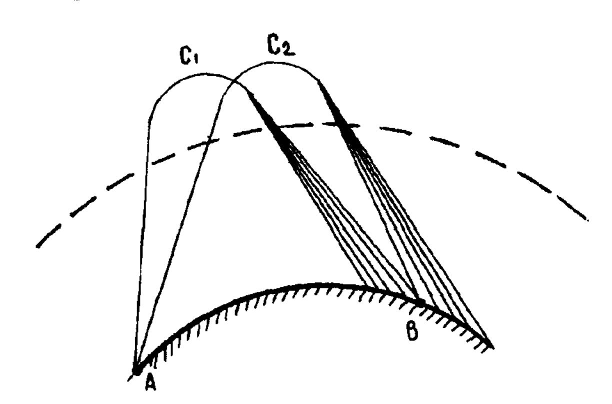


Рис. 1.29. К происхождению замираний. Интерференция элементарных лучей, входящих в состав рассеиваемых пучков

Помимо рассмотренных случаев замираний, которые носят общее название интерференционных замираний, необходимо остановиться на так называемых поляризационных замираниях. Поляризационные замирания наблюдаются реже интерференционных (по грубой оценке примерно в 10-15 % всех случаев) и сущность их заключается в следующем.

Как отмечалось выше, попадающая в ионосферу плоско поляризованная волна под действием магнитного поля Земли расщепляется в общем случае на два эллиптически поляризованных луча. Поле в месте приема возникает в результате интерференции нескольких таких лучей и обычно тоже является эллиптически поляризованным, очень часто с весьма вытянутым эллипсом поляризации. Флуктуационные изменения электронной концентрации на пути распространения радиоволн проявляются в непрерывном изменении параметров эллипса поляризации, который, как и всякий эллипс, полностью характеризуется тремя параметрами: длиной a его большой оси (MN на рис. 1.32), ориентировкой этой оси, т.е. углом φ, который составляет эта ось с отсеченной плоскостью (обычно плоскостью горизонта) (рис. 1.32), и отношением малой оси к большой b/a (или, что то же,

его эксцентриситетом $e = \dfrac{\sqrt{a^2 - b^2}}{a}$)

Под действием флуктуаций электронной концентрации из этих параметров превращается в случайную функцию времени. В зависимости от условий распространения эти случайные функции могут быть как независимыми, так и связанными определенными корреляционными соотношениями.

Могут представиться следующие случаи:

1. Эллипс поляризации всегда остается вытянутым и величины a и e почти не меняются во времени; наоборот, угол φ непрерывно и случайным образом меняется, принимая с одинаковой вероятностью любое значение в пределах от 0 до 2π.

2. Большая и малая ось эллипса поляризации изменяются во времени почти синхронно. Угол φ по-прежнему принимает любые значения.

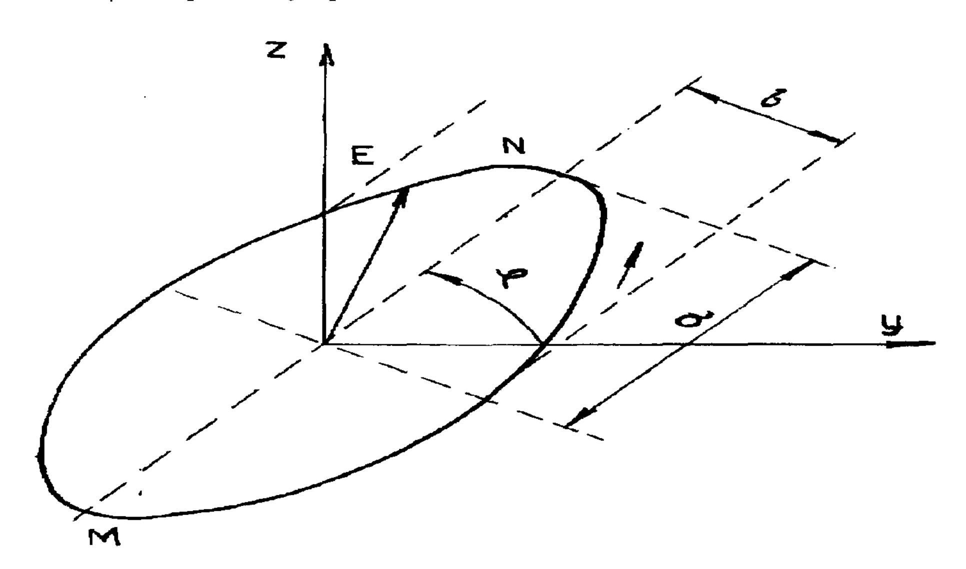


Рис. 1.32. К происхождению поляризационнх замираний.

3. Все величины a, b и φ меняются случайным и независимым образом.

Первый случай флуктуаций эллипса поляризации и приводит к поляризационным замираниям. Сохраняя почти неизменной свою конфигурацию в пространстве, эллипс поляризации непрерывно меняет ориентировку, т.е. направление большой оси MN (рис. 1.32).

Предположим теперь, что прием сигнала осуществляется на вертикальную антенну. Ясно, что наводимая в антенне ЭДС будет наибольшей в том случае, если большая ось эллипса примет направление, близкое к вертикали. Наоборот, когда в процессе непрерывных изменений ось MN эллипса поляризации примет направление, близкое к горизонтали, ЭДС будет наименьшей. Таким образом, колебания направления плоскости по-

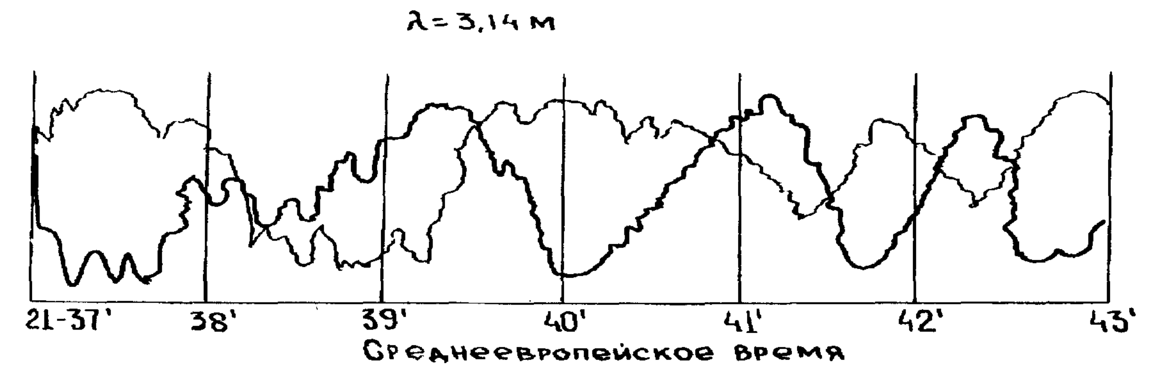


Рис.1.33. Поляризационные замирания. Толстая линия - вертикальная составляющая электрического поля волны, тонкая - горизонтальная (по А.Н.Щукину)

ляризации приводят к замиранию сигналов.

Явление поляризационных замираний было подробно изучено А.Н.Щукиным. Поляризационный характер замираний А.Н. Щукин установил путем одновременного измерения вертикальной и горизонтальной составляющей напряженности электрического поля в месте приема. Для этой цели в месте приема устанавливались вертикальный и горизонтальный диполи, соединенные при помощи фидерных линий с двумя отдельными прием-

никами. Снимаемые с приемников напряжения регистрировались специальным фотозаписывающим устройством на одной ленте. Образец подобной записи, полученный при ярко выраженном поляризационном замирании, воспроизведен на рис. 1.33.

Бросается в глаза, что увеличение уровня сигнала при приеме на вертикальную антенну сопровождается уменьшением сигнала на горизонтальной антенне и наоборот, что ясно указывает на существование непрерывных колебаний ориентировки большой оси эллипса поляризации.

По своей физической природе поляризационные замирания также, как и интерференционные, являются результатом интерференции нескольких попадающих в место приема лучей, так что, строго говоря, поляризационные замирания следует рассматривать как частный случай интерференционных. Это обстоятельство позволяет применить общий метод количественного исследования как интерференционных, так и поляризационных замираний.

Второй случай флуктуаций характеризует режим "пульсирующего эллипса поляризации". Наряду с изменением ориентировки непрерывно меняются размеры эллипса: он то возрастает, то сжимается. При приеме на вертикальную и горизонтальную антенны замирания протекаю т в них почти синхронно.

Наконец, в наиболее общем третьем случае замирания носят «частично поляризованный характер», т.е. при приеме на вертикальную и горизонтальную антенны только в течении и части времени проявляется эффект поляризационных замираний.

Меры борьбы с замираниями. Сильные замирания, сопровождающие прием коротких волн, значительно усложняют работу приемного устройства. Для устойчивой работы линии связи необходимо применять ряд мер, парализующих вредное действие замираний как при телеграфном, так и при телефонном приеме. Так же, как и при тропосферном распространении радиоволн, от замираний в собственном смысле этого слова следует отличать медленные и случайные колебания среднего уровня поля. В то время как замирания подчинены рэлеевскому закону распределения, медленные колебания следуют логарифмически нормальному закону. Специально поставленные измерения показали, что стандартная девиация для логарифмически нормального закона составляет 8 дБ.

Все сказанное о методах борьбы с искажениями сигналов, обусловленными замираниями при тропосферном распространении, целиком применимо к диапазону коротких волн. Однако в диапазоне коротких волн, вследствие большой загрузки диапазона, частотная избирательность замираний почти не используется. Основным методом борьбы с замираниями является прием на разнесенные антенны.

В диапазоне коротких волн это условие не всегда удается выполнить. Кроме того, коэффициент корреляции зависит от времени. По этой причине реальный выигрыш от применения разнесенного приема часто оказывается меньше теоретически ожидаемого.

Проведенные в диапазоне коротких волн измерения показали, что определенное по автокорреляционной характеристике время корреляции при котором коэффициент авто-

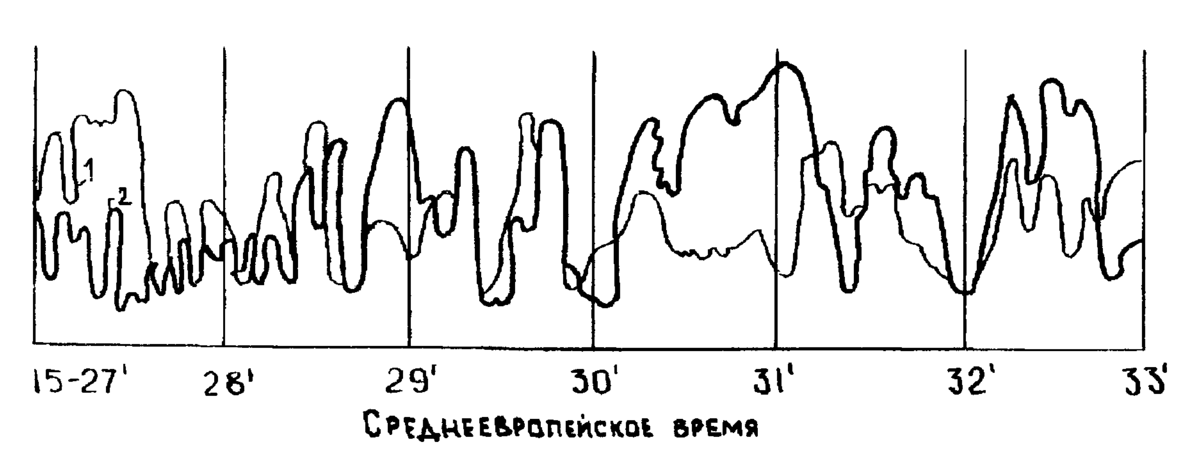


Рис. 1.34. Характер замираний при приеме сигналов на антенны

корреляции падает до значений ρ=0,5 ÷ 0,7 заключено в интервале от 4,5 до 1,5 сек.

При разнесении антенн (в направлении распространения) на 10 длин волн коэффициент взаимной корреляции уменьшается до значений ρ=0,4. Влияние разнесения антенн в качестве меры борьбы с замираниями иллюстрируется на рис. 1.34.

Зоны молчания. Зоной молчания называют образующуюся вокруг работающего коротковолнового передатчика кольцевую область, в которой отсутствует прием сигналов. Такая зона не возникает в диапазоне средних волн, так как там в ночные часы зоны действия земных и ионосферных волн друг друга перекрывают, что, как было показано, приводит к замираниям. В диапазоне коротких волн такое "перекрытие" не происходит, с одной стороны, короткие волны, как земные, поглощаются в почве значительно сильнее, чем, средние; с другой стороны, лучи, угол возвышения которых превышает критический угол возвышения β, пронизывает ионосферу и от нее отражаются, а луч, составляющий угол β , попадает в точку *C*, рис. 1.35 Все более пологие лучи попадают соответственно в более удаленные точки на поверхности Земли. Если обозначить через *B* точку, в которой напряженность поля земных волн принимает пороговое значение, при котором еще возможен прием сигналов, то область *BC* будет изображать (в разрезе) протяженность зоны молчания.

На рисунке 1.36 показана зона молчания в плане в предположении, что антенна передатчика ненаправленная и что условия распространения ионосферных волн не зависит от азимута. При несоблюдении этих условий зона молчания приобретает более сложную, но тоже кольцевую форму.

Внутренний радиус зоны молчания определяется условиями распространения земных волн. При заданной мощности передатчика он, естественно, не зависит от времени суток, а зависит только от частоты: чем больше частота, тем меньше внутренний радиус зоны молчания. Абсолютное значение внутреннего радиуса устанавливается расчетом напряженности поля земной волны.

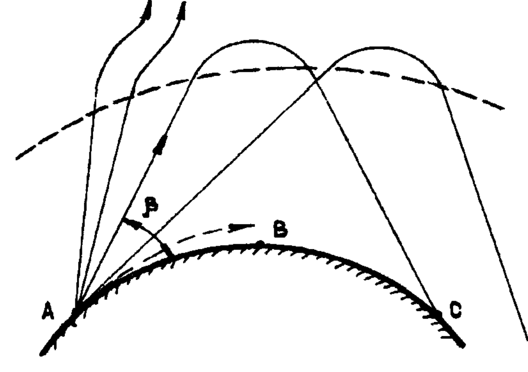


Рис. 1.35. Образование зон молчания

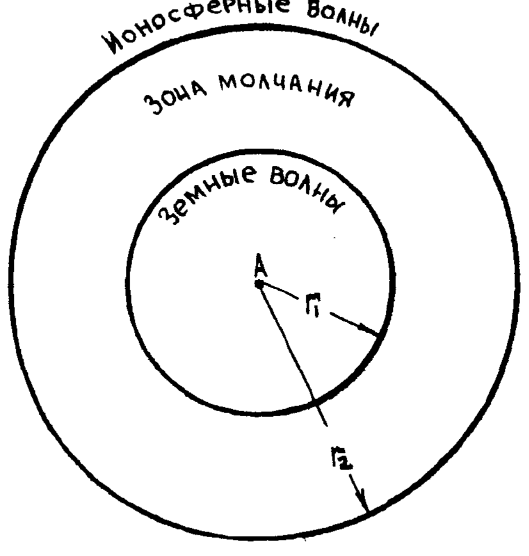


Рис. 1.36. Зоны молчания при распространении коротких волн

Внешний радиус определяется условиями распространения ионосферных волн: он зависит и от времени суток, и от частоты. При заданной частоте и уменьшении электронной концентрации из-за наступления темноты, как следует из формулы для сохранения неизме-

$$f_{макс}=\sqrt{\frac{80{,}8N_{макс}\quad(1+2h/a)}{\sin^2\beta+2h/a}},\ гц$$

нных значений $f_{макс}$ угол β должен быть уменьшен. Следовательно, при наступлении темноты от ионосферы отражаются только более пологие лучи с меньшим значением угла возвышения, которые, естественно, попадают в более удаленные пункты. С наступлением темноты внешний радиус зоны молчания возрастает.

Таким образом, по мере увеличения частоты размеры зоны молчания в целом возрастают за счет одновременного уменьшения внутреннего и увеличения внешнего радиусов зоны. При уменьшении частоты и переходе к диапазону средних волн внешний и внутренний радиусы сначала принимают одинаковые значения, после чего внутренний радиу-

сы сначала принимают одинаковые значения, после чего внутренний радиус делается больше внешнего и зона молчания исчезает.

Методы определения абсолютного значения внешнего радиуса зоны молчания рассматриваются в разделе об определении и максимально применимых частот.

Эхо на коротких волнах. Относительно небольшое поглощение, испытываемое короткими волнами при распространении их на значительные расстояния, позволяет радиоволнам огибать земной шар. При благоприятных условиях наблюдаются случаи многократного распространения коротких волн вокруг земного шара. Это приводит к возникновению так называемого кругосветного радиоэха.

Различают прямое и обратное кругосветное радиоэхо. На рис.1.37 место расположения радиопередающей станции обозначено буквой A, а приемной - B. При отсутствии эти радиоволны распространяются по кратчайшему пути AB, (условно показанному линией 1). При возникновении благоприятных условий (которые рассматриваются дальше) в точку B может попасть волна, излучаемая антенной передатчика в обратном направлении и распространяющаяся по более длинному пути 2. Если кратчайшее расстояние между передатчиком и приемником меньше 20000 км, то сигнал, огибающий земной шар, с другой стороны, попадает в место приема некоторое время спустя после прихода основного сигнала. Степень запаздывания эхо-сигнала тем больше, чем больше разница в расстояниях при распространении по прямому и обратному направлениям.

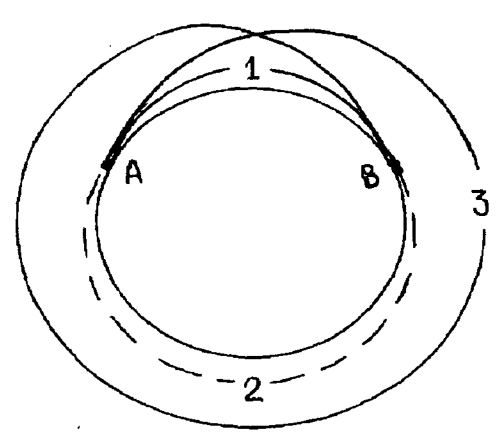


Рис.1.37. Образование кругосветного эха

Учитывая, что для распространения радиоволн вокруг земного шара по экватору со скоростью в свободном пространстве требуется около 0,13 *сек*, можно в первом, грубом приближении считать, что каждая тысяча километров разности расстояний приводит к запаздыванию в 0,13/40= 0,003 *сек*.

Прямым кругосветным эхом называют сигнал, попадающий в точку приема после огибания земного шара в прямом направлении (луч 3). При прямом кругосветном эхе запаздывание составляет около 0,13 *сек*.

Экспериментальные наблюдения показывают, что время, затрачиваемое сигналом на огибание земного шара, отличается исключительным постоянством. Так, при 218 измерениях время обхода земного шара колебалось в пределах от 0,13760 до 0,13805 *сек*.

Как прямое, так и обратное кругосветное эхо может быть многократным. Разница в моментах прихода сигналов, огибающих земной шар разное число раз, будет кратной 0,13 сек. Такое сравнительно значительное время запаздывания эхо-сигналов позволяет непосредственно воспринимать их ухом, как при приеме на слух телеграфных сигналов, так и при приеме радиотелефонных передач. Учитывая, что в ряде случаев интенсивность эхо-сигналов оказывается одного порядка с интенсивностью основного сигнала, приходится считать кругосветное эхо нежелательным явлением, нарушающим все виды радиосвязи. При телеграфном приеме кругосветное эхо является причиной возникновения ложных посылок, а при телефонной передаче кругосветное эхо воспринимается как длительная реверберация или как акустическое эхо.

Проще всего осуществить подавление обратного кругосветного эха. Для этого достаточно применять однонаправленные передающие и приемные антенны. Труднее устранить прямое кругосветное эхо. Понятно, что применение однонаправленных антенн здесь делу не поможет, поскольку и основной сигнал, и эхо-сигнал приходят с одного направления и в ряде случаев под весьма близкими к углами к горизонту.

В основу методов борьбы с прямым кругосветным эхом можно положить то обстоятельство, что во время возникновения кругосветного эха состояние ионизации в разных пунктах отражения, вследствие разной длительности дня и ночи, не вполне одинаково. Это позволяет в большинстве случаев выбрать радиоволны таких частот, которые, распространяясь по более длинному пути, либо испытывают значительное поглощение, либо вовсе не отражаются от ионосферы. При этом не исключается, что придется в течение двух-трех часов существования эха перейти на новую частоту.

В тех случаях, когда напряженность поля основного сигнала значительно превышает напряженность поля эхо-сигнала, почти всегда удается добиться подавления эха путем перехода на волну более низкой частоты, испытывающую большее поглощение.

В практике распространения коротких волн особенно большую роль играет явление ближнего эха. Ближнее эхо возникает в тех случаях, когда в место приема попадают два или большее число лучей, претерпевших разное число отражений от ионосферы (т.е. при наличии многолучевости), при том непременном условии, что передатчик излучает весьма кратковременные посылки, длительностью до одной миллисекунды. Условия возникновения ближнего эха, схематически представленные на рис. 1.38, по существу, те же, которые вызывают образование интерференционных замираний. Однако один и тот же механизм приводит к разным физическим процессам (замираниям в одном случае и ближнему эху - в другом) из-за того, что в первом случаев вследствие большой длительности посылки (2 *мсек* и более) сигнал, пришедший по пути 1, воздействует на приемную антенну одновременно с сигналом, который прошел путь 2. Сигналы перекрывают друг друга, как показано на рис.1.39а, и возникает интерференция, приводящая к замираниям. Во втором случае при длительностях посылок, не превышающих 1 *мсек*, сигналы не перекрывают друг друга (рис.1.39*б*) и интерференционного взаимодействия не происходит.

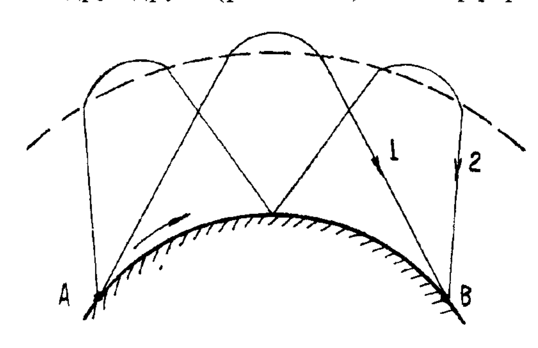


Рис. 1.38. Схема возникновения ближнего эха

Элементарные расчеты показывают, что время запаздывания второго сигнала относительно первого колеблется в пределах от 0,5 до 2 *мсек*. Ближнее эхо нарушает работу фототелеграфных линий радиосвязи, на которых применяется аппаратура сверхбыстродействующего телеграфирования.

Средствами борьбы с ближним эхом являются все мероприятия, приводящие к ослаблению приема лучей, претерпевших дополнительное число отражений от ионосферы.

Такими мероприятиями являются:

а) применение рабочих частот, настолько близких к максимальным, чтобы условие отражения для более крутых лучей не выполнялось;

б) использование остронаправленных в вертикальной плоскости передающих и приемных антенн с прижатой к земле диаграммой направленности.

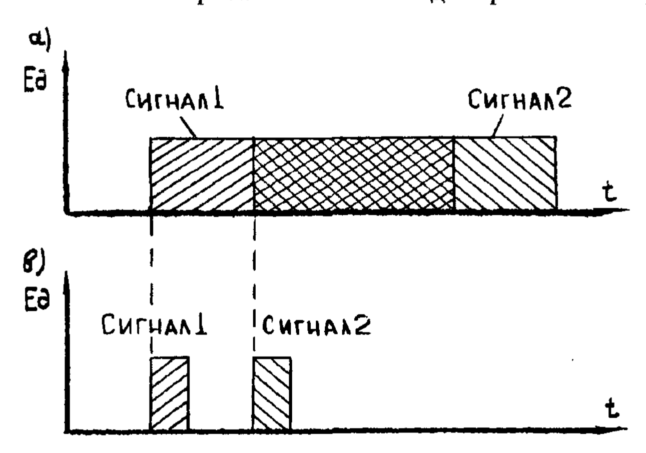


Рис. 1.39. К рассмотрению условий возникновения ближнего эха

Влияние 11 - летнего периода солнечной активности на условия распространения коротких волн.

Хорошо известно, что с астрономической точки зрения так называемая солнечная активность не остается из года в год постоянной, а подвержена характерным изменениям, которые носят почти периодический характер. Вариации солнечной активности проявляются в изменении числа и площади солнечных пятен, в изменении числа и интенсивности факелов, протуберанцев, флоккул и в изменении интенсивности радиоизлучения. Наиболее удобно излучаемым признаком изменения солнечной активности является измерение относительного (среднегодового) числа солнечных пятен. Именно этим параметром будет в дальнейшем характеризоваться солнечная активность.

Пятна представляют собой глубокие воронки на поверхности Солнца. Современные гипотезы связывают образование солнечных пятен с гидромагнитными волнами, зарождающимися в центральной части Солнца и медленно продвигающимися к его поверхности. Изменение солнечной активности сопровождается изменением интенсивности короткого ультрафиолетового излучения (короче 2200 Å), рентгеновского излучения, радиоиз-

лучения и корпускулярных потоков, т.е. тех видов энергии, которые целиком поглощаются в верхних слоях атмосферы и поверхности Земли не достигают. Этим объясняется то обстоятельство, что измерения плотности потока солнечного излучения у поверхности Земли не позволяют обнаружить 11-летнюю периодичность.

На рис. 1.40 показано изменение относительного числа солнечных пятен за время с 1750г. по 1970 г. За это время минимальное число солнечных пятен составило 0,0 (в 1810г.), а максимальное доходило до 190,2 (в 1957 г). Как видно из формы кривой, солнечная активность не представляет собой строго периодического процесса. В среднем более чем за 200 лет период солнечной активности составил 11,3 года с отклонениями на ±4 года от этого значения.

Цифры в кружках обозначают нумерацию солнечных циклов за период, для которого По 1970 г. удалось обработать архивные материалы обсерваторий по регистрации солнечной активности.

С увеличением солнечной активности возрастает электронная концентрация во всех ионизированных областях атмосферы. В наибольшей степени это проявляется во внешней части атмосферы, т.е. в области F_2, а в наименьшей - в области E.

Поскольку с увеличением частоты поглощение в областях D и E уменьшается, то переход к более высоким частотам следует считать безусловно целесообразным. Таким образом, при усилении солнечной активности поддиапазоны ночных, промежуточных и дневных волн сдвигаются в сторону более высоких частот. Кроме того, в годы солнечной активности условия распространения коротких волн в целом улучшаются, что можно объяснить общим увеличением ионизации верхних слоев атмосферы.

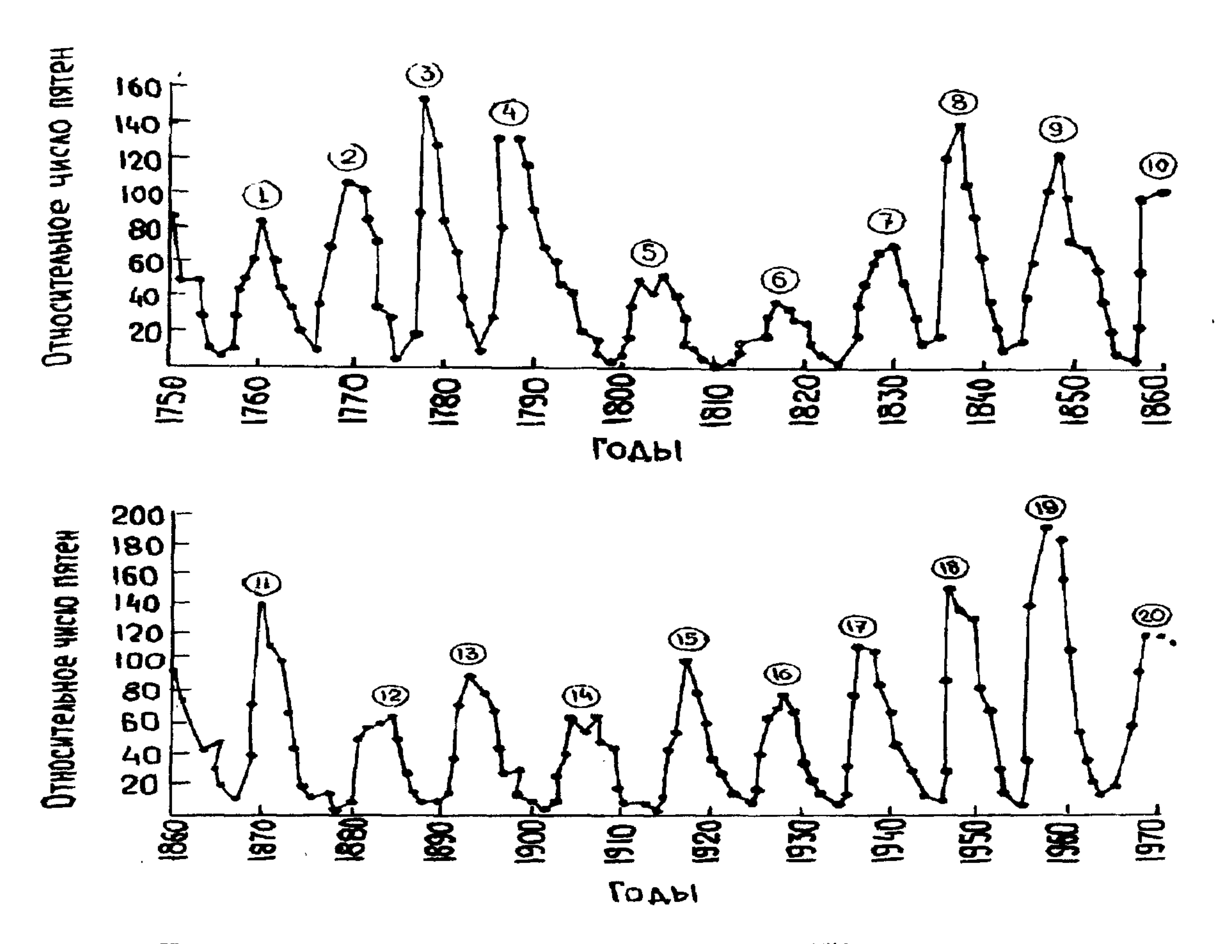


Рис. 1.40. Изменение относительного числа солнечных пятен с 1750 г.

Влияние геомагнитных возмущений на условия распространения коротких волн. Среди многообразных видов геомагнитных возмущений на условия распространения коротких волн влияют четыре: общие ионосферные возмущения, связанные со всемирными магнитными бурями, поглощения в зоне полярных сияний, поглощения в полярной шапке и внезапные поглощения.

Общие ионосферные возмущения. Эти возмущения создаются происходящими время от времени на Солнце извержениями потока заряженных частиц, которые вторгаясь в атмосферу Земли, вызывают нагревание верхних слоев атмосферы и нарушают нормальную структуру ионизированной области атмосферы, главным образом, самой верхней ее части - области F_2. Приближаясь к Земле и вступая во взаимодействие с магнитным полем Земли, корпускулярные потоки отклоняются от первоначальных прямолинейных траекторий, завихряются и попадают, главным образом, в полярные районы. Этим определяется географическое распределение ионосферных возмущений, которые в наибольшей степени проявляются в кольцевой зоне вокруг магнитных полюсов. Интенсивность ионосферных возмущений заметно снижается по мере уменьшения геомагнитной широты.

Потоки вторгающихся в атмосферу Земли частиц, помимо ионосферных возмущений , вызывают магнитные бури и полярные сияния. Магнитные бури рассматриваемого типа одновременно регистрируются на всем земном шаре, в отличие от местных бурь, наблюдаемых в полярных районах. Согласно новейшим теориям большую роль в развитии магнитных бурь могут играть радиационные пояса. Возможно, что вторгающиеся в атмосферу частицы первоначально находились в "ловушках", образованных радиационными поясами. Большую роль в создании магнитных бурь некоторые авторы приписывают гидромагнитным волнам. Длительность магнитных бурь и связанных с ними ионосферных возмущений колеблется от немногих часов до двух суток.

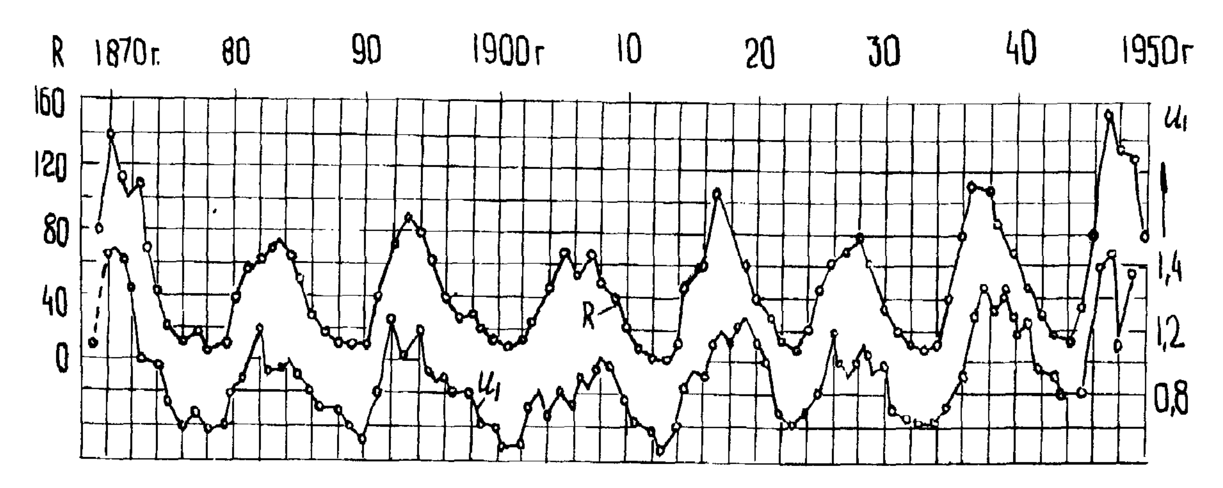


Рис. 1.41. Сопоставление изменений относительного числа солнечных пятен R и индекса магнитной активности U_1 с 1870 г. по 1950 г. г.

Во время ионосферных возмущений электронная концентрация в области F_2 резко уменьшается, а действующие высоты (под действием "нагревания") возрастают, что приводит к уменьшению максимальных частот. Нарушается правильная структура области F_2 - она приобретает "многослойную" конфигурацию. При наиболее сильных возмущениях ионизация области F_2 уменьшается столь значительно, что эта область теряет способность отражать короткие волны. Именно в этом смысле говорят о "нарушении области F_2" во время ионосферных возмущений в районе высоких геомагнитных широт.

Ясно, что описанные изменения в структуре области F_2 приводит к резкому нарушению условий прохождения коротких волн. Во время ионосферных возмущений возрастает поглощение коротких волн, уменьшаются значения максимальных частот, которые до начала возмущения использовались на данной трассе; наконец, при самых сильных бурях в высоких широтах полностью прекращается прохождению коротких волн.

Связь между солнечной активностью и геомагнитными возмущениями иллюстрируется рис. 1.41, по оси ординат которого отложены, с одной стороны, относительное число солнечных пятен R, а с другой - индекс магнитной активности U_1 . Бросается в глаза идентичность общей формы обеих кривых.

Сильные ионосферные и магнитные бури обладают явно выраженной тенденцией повторяться через 27 суток (период обращения Солнца вокруг своей оси). Объяснение этому

явлению можно видеть в том, что очаги корпускулярных потоков могут сохранять свою активность в течение нескольких месяцев и, спустя 27 суток, принимают прежнее положение относительно Земли, что приводит к повторению возмущений.

Успехи, достигнутые в последние годы в организации так называемой службы Солнца, т.е. систематических наблюдений во многих обсерваториях за возникновением и развитием активных образований на поверхности Солнца, дали возможность довольно точно предсказать возникновение ионосферных и магнитных возмущений.

Мерами борьбы нарушениями коротковолновой связи под действием ионосферных возмущений являются:

а) применение в районах, подверженных ионосферным возмущениям (в области геомагнитных широт выше примерно 50°), передатчиков повышенной мощности и более эффективных передающих и приемных антенн;

б) использование во время начавшегося ионосферного возмущения принципа маневрирования волнами, который заключается в постепенном переходе, по мере развития бури, на более низкие частоты (вследствие уменьшения электронной концентрации области F_2); этот метод предложен работниками московского радиотехнического узла;

в) применение во время резкого уменьшения электронной концентрации области F_2 ретрансляционных коротковолновых линий, проходящих вне зоны сильных возмущений.

Поглощение вне зоны полярных сияний. Помимо рассмотренных выше мировых ионосферных возмущений, регистрируемых одновременно на всем земном шаре, в полярных районах часто происходят ионосферные возмущения местного характера, которые носят название поглощений. Среди них в первую очередь следует отметить поглощения в зоне полярных сияний. Так называют кольцевую зону или зону спиральной формы, проходящую на геомагнитной широте +67,5°, шириной до 10°. Под действием заряженных частиц с энергией до 1 *Мэв*, глубоко проникающих в атмосферу на уровне областей D или E, образуется сильно ионизированная область, которая вызывает значительное поглощение распространяющихся коротких волн. В то же время, ионизация этого слоя недостаточна для отражения коротких волн. Поглощение в зоне полярных сияний часто являются предвестником мировых магнитных бурь. Длительность полярных поглощений измеряется часам и сутками.

Поглощение в полярной шапке. Другая разновидность ионосферных возмущений местного характера носит название «поглощений в полярной шапке», сокращенно ППШ или PPA Polar Cap Absorption - по английской терминологии. В отличие от зоны полярных сияний, полярной шапкой называют круговую область, с центром в геомагнитных полюсах, нижней границей которой являются геомагнитные широты порядка 64°

Как полагают, сильная ионизация в этой области время от времени создается потоками космических лучей солнечного происхождения, обладающих энергией 10-100 *Мэв*, т.е. гораздо более энергичными частицами чем частицы, вызывающие поглощение в зоне полярных сияний. Под ионизирующим действием этих частиц так же, как и в предыдущем случае, но в районе всей полярной шапки на высоте области D формируется сильной ионизированный слой, поглощающий короткие волны. Длительность поглощений в полярной шапке достигает десятков часов.

Внезапные поглощения. Так называется особый вид ионосферных возмущений, который вызывается происходящими время от времени на поверхности Солнца хромосферными вспышками. Вспышки сопровождаются резким усилением интенсивности коротковолнового ультрафиолетового и рентгеновского излучений. Это подтверждено прямыми измерениями при помощи приборов, установленных на геофизических ракетах. Измерения показали, что хромосферные вспышки связаны с усилением интенсивности излучения в области линии L_α - водорода (1215,7 $\mathring{A}$) и в диапазоне рентгеновских лучей (1 - 15 $\mathring{A}$). Глубоко проникая в атмосферу Земли, электромагнитная радиация вызывает сильную ионизацию слоя D, а следовательно, и значительное поглощение коротких волн.

Как показали специально поставленные ионосферные наблюдения, увеличение ионизации слоя D препятствует возникновению нормальных отражений от области F_2. В то же время, ионизация вновь образованного слоя недостаточна для отражения от него коротких волн.

Распространяясь по прямолинейным траекториям и не испытывая отклоняющего действия со стороны магнитного поля Земли, лучистая ионизирующая энергия может попасть только на освещенную половину земного шара, вызывая тем больший эффект поглощения коротких волн, чем меньше зенитный угол Солнца. Внезапные поглощения совершенно не связаны с магнитными бурями рассмотренного выше вида. Длительность внезапных поглощений колеблется от нескольких минут до нескольких часов.

Характеристика любительских КВ диапазонов

10 - метровый диапазон (28-29,7 МГц) наиболее нестабильный из всех КВ диапазонов. Он пригоден для дальней связи в дневные часы. В периоды максимальной солнечной активности дальняя связь может осуществляться и в темное время суток. В остальное время диапазон обычно "открывается" на несколько дней или недель при смене сезонов, т.е. весной и осенью. Мертвая зона достигает 2000 - 2500 км.

15 - метровый диапазон (21-21,45 МГц) характеризуется большой зависимостью условий от солнечной активности. В периоды максимума солнечной активности диапазон "открыт" большую часть суток, в периоды минимума связь возможна лишь в светлое время суток, но не во всякий день. Особенностью этого диапазона является то, что во время дальнего прохождения возможно установление уверенных радиосвязей при минимальной мощности передатчика, равной единицам ватт. Это объясняется малым отличием частоты диапазона от МПЧ.

В дни "среднего" прохождения наиболее устойчивые связи осуществляются вдоль меридиана из северного полушария в южное, и наоборот, в светлое время суток - на расстояние до 5000 - 6000 км. Это объясняется уменьшением степени поглощения в ионосфере радиоволн, распространяющихся вдоль магнитных силовых линий Земли (так называемый гиромагнитный эффект).

Ближние связи до 2000 - 3000 км возможны также за счет отражения от слоев E и E_S. При этом ширина мертвой зоны от 100 - 150 до 600 - 800 км. Связь на расстояние до 1500 км возможна также за счет тропосферного распространения.

20 - метровый диапазон (14-14,35 МГц) считают наиболее популярным для связей на средние и дальние расстояния. В периоды максимумов солнечной активности на нем можно проводить связи со всеми точками земного шара практически круглосуточно. В остальное время возможность установления дальних связей с тем или иным районом зависит от времени суток и состояния ионосферы.

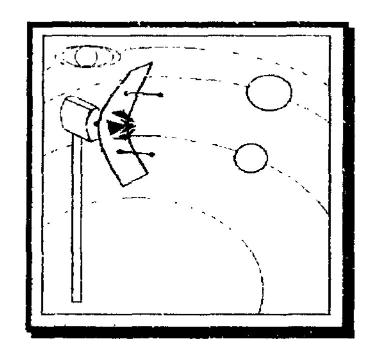
Летом продолжительность прохождения на дневном диапазоне круглосуточная, за исключением отдельных дней. Ночью возможны только дальние радиосвязи, так как мертвая зона достигает 1,5 - 2 тыс. км. В дневное время размер мертвой зоны уменьшается до 500 - 1000 км. При этом ухудшаются условия для дальних связей, хотя на некоторых трассах прохождение остается достаточно хорошим. Зимой в годы минимального и среднего уровней солнечной активности диапазон "закрывается" спустя несколько часов после наступления темноты из-за недостаточной остаточной ионизации слоя F_2 и "открывается" вновь после рассвета. При этом в дневное время возможно устойчивое дальнее прохождение на многих направлениях из-за близости МПЧ к частоте диапазона. Атмосферные помехи проявляются лишь при близости грозы к месту приема сигналов. Благодаря своей относительной регулярности 20-метровый диапазон наиболее популярный.

40 - метровый диапазон (7-7,1 МГц). Характеристики этого диапазона во многом схожи с характеристиками 80-метрового диапазона с тем отличием, что проведение дальних радио связей менее трудно. В дневное время возможна связь до 2000 км, мертвая зона при этом отсутствует или составляет несколько десятков километров. В ночные часы возможна связь на любые расстояния, за исключением пределов мертвой зоны, которая увеличивается до нескольких сот километров. Часы смены темного периода суток на светлый, и наоборот, наиболее удобны для слоя $F2$ и плотность слоев D и E в это время далека от максимума. Атмосферные помехи менее выражены, чем в 80-метровом диапазоне.

80 - метровый диапазон (7-7,1 Мгц) пригоден для дальней связи в ночные часы. В дневное время дальность связи не превышает 300 км, что объясняется большим поглощением энергии волн в слое D. Дальняя связь в ночное время также более трудна, чем на других диапазонах, из-за малого уровня сигналов дальних станций, вследствие существенного отличия частоты этого диапазона от МПЧ для слоя F_2, а также из-за сильных помех от ближних радиостанций. В летнее время на этом диапазоне мешают помехи от статических разрядов в атмосфере. Лучшее время для наиболее дальних связей рассвет-

ные часы и время сразу же после захода Солнца. Дальнее прохождение на этом улучшается в зимнее время и в периоды минимума солнечной активности.

160 - *метровый диапазон* (1,85-1,95 МГц) является типичным ночным диапазоном, и прохождение на нем во многом сходно с прохождением на средневолновом вещательном диапазоне. В дневное время дальность связи не превышает 200-300 км из-за большого поглощения в нижних слоях ионосферы. В ночное время дальность связи сильно зависит от времени года и уровня солнечной активности. Наиболее благоприятны для дальних связей зимние ночи в периоды минимума солнечной активности, когда уверенная связь может проводиться на несколько тысяч километров. Особо дальние связи (более 10 000км) обычно возможны лишь в периоды восхода и захода Солнца, причем если они совпадают по времени у обоих корреспондентов. Это связано с рикошетным механизмом распространения радиоволн и наличием наклона ионосферы в зонах восхода и захода, обеспечивающим отражение восходящих и снижающихся лучей волны к Земле и кратчайшую длину пути волны через поглощающие слои. Диапазон сильно подвержен атмосферным помехам особенно в летнее время года.



ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

РАЗДЕЛ



СОДЕРЖАНИЕ **стр.**

ГЛАВА 2

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

Главной задачей при проектировании антенн является определение требуемой характеристики излучения и входного сопротивления антенны. Эти обе величины в рабочем диапазоне частот должны быть постоянными или, по крайней мере, изменяться в допустимых пределах. Профессиональные антенны, как правило, работают в одном диапазоне частот. Для радиолюбительских антенн требуется реализация приемлемых параметров в нескольких диапазонах.

Характер электромагнитного поля, излучаемого антенной, зависит как от распределения токов на антенне, так и от расстояния, на котором анализируется поле излучения. Характер распределения поля в ближней зоне и в зоне дифракции позволяет предвидеть распределение излучения антенны в дальней зоне. Распределение поля в ближней и средней зонах является предметом лабораторного излучения. Для практики наибольший интерес представляет распределение излучения антенны в дальней зоне.

Характеристика излучения антенны в дальней зоне определяется пространственным распределением напряженности поля излученной антенной энергии, а также поляризацией излученной волны. Для анализа пространственных распределений мощности (поля) излучения и поляризации введем сферическую систему координат, показанную на рис. 2.1.

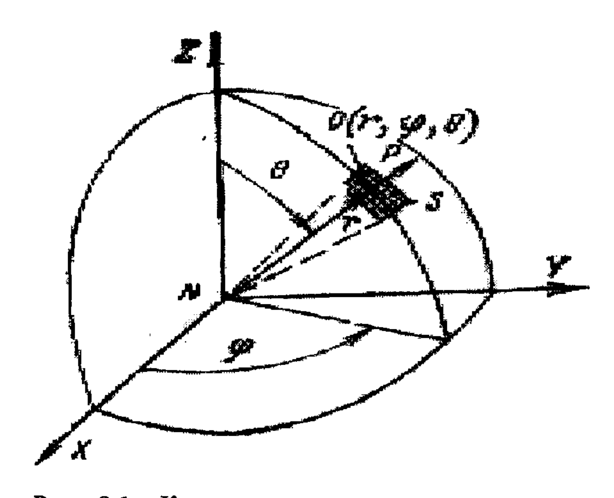


Рис. 2.1. К определению плотности потока мощности, проходящей через площадку S

В этой системе координат можно определить зависимость мощности P как функцию координат r,φ и θ. Однако можно оперировать и с распределением E (r,φ,θ) т.к. E и P однозначно связаны между собой. Кроме того, для полного описания характеристики излучения необходимо знать зависимость ориентации вектора E и зависимость фазы излученной волны от координат r,φ, θ.

Проведем из точки N, в которой расположена антенна, радиусы-векторы, длина которых равна модулю мощности P, для каждого углового направления. Геометрическое место концов радиусов векторов образует пространственную фигуру, характеризующую пространственное распределение потока энергии, излученного антенной. Это распределение носит название диаграммы направленности рис. 2.2. Такая диаграмма имеет главный (основной) лепесток (*a*), боковые лепестки (*b*) и задний лепесток (*c*). Пространственная диаграмма направленности мало пригодна для точного анализа характеристик антенны, и поэтому на практике обычно пользуются графиками распределения мощности излучения в двух основных плоскостях, т.е. в плоскостях XY, YZ см.рис.2.3. Эти распределения также носят название диаграмм направленности. Получили распространение диаграммы направленности, представленные или в полярной системе координат см.рис. 2.3*а*,*б*) или в декартовой (прямоугольной) системе координат см. рис. 2.3 *в*, *г*.

Из рассмотрения представленных на этих рисунках диаграмм направленности легко определить их главный, боковые и задний лепестки. Кроме того, из анализа диаграммы см. рис. 2.3*в* легко установить угловые направления θ_{01} , θ_{02} ..., которые соответствуют нулевому уровню излучения антенны, а также угловые излучения $\theta_{\sigma 1}$, $\theta_{\sigma 2}$..., которые соответствуют максимальному уровню излучения в боковых направлениях.

На практике используются два способа описания распределения интенсивности излучения. В одном из них см. рис. 2.3 *а*,*б*,*в* используем зависимость P/P_{max}, а во втором см. рис. 2.3*г* - зависимость 20 lg (E/E_{max}). Различный масштаб может быть использовании одновременно см. рис. 2.3*б*.

Введем количественную оценку диаграммы направленности, а именно ширину главного лепестка. Ширина главного лепестка см. рис. 2.3*а* измеряется углом α между двумя

направлениями, лежащими слева и справа от направления максимального излучения, для которых мощность излучения уменьшается в 2 раза.

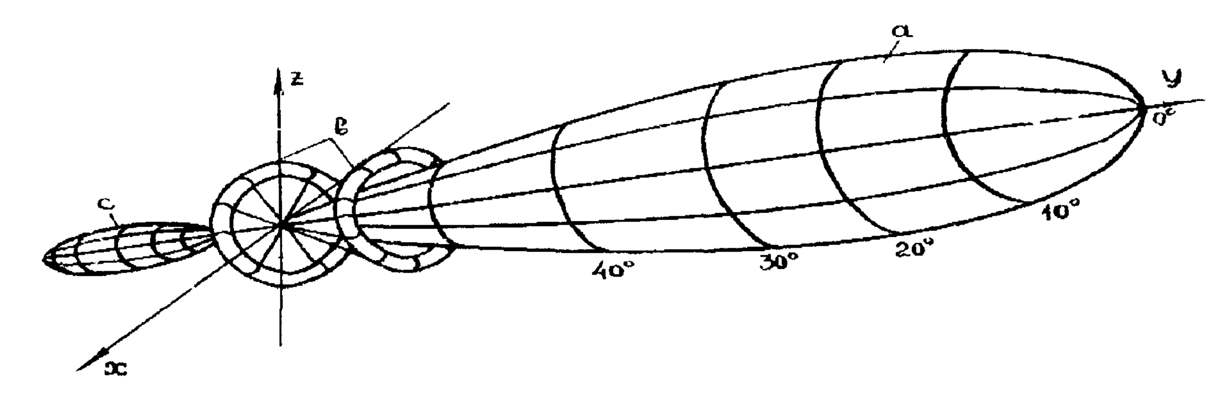


Рис. 2.2. Диаграмма направленности (пространственная): *a* - главный, *b* - боковые, *c* - задний лепестки

Рис. 2.3. Диаграммы направленности: *а* - по мощности в полярной системе координат; *б* - по полю в полярной системе координат; *в* - в прямоугольной системе координат с линейным масштабом уровня излучения; *г* - в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом уровня излучения

Кроме этой характеристики для описания диаграммы направленности используется также понятие ширины диаграммы по нулям, т.е. угловое расстояние между направлениями, соответствующими ближайшим к главному лепестку углам, для которых $P=0$. Эту характеристику обозначим черед $2\theta_0$.

Иногда еще встречается и другая характеристика угловой ширины основного лепестка диаграммы направленности, а именно ширина по уровню 0,1 - (10дБ). Эту характеристику обозначают через $\alpha_{0.1}$.

Обратим внимание читателя на то обстоятельство, что на приведенных диаграммах показаны нормированные к своему максимальному значению распределения типа P/P_{max} или E/E_{max}. Введение этих безразмерных величин, не зависящих от абсолютного значения уровня P (или E), в значительной степени облегчает анализ направленных свойств антенн.

Следует отметить, что между этими безразмерными величинами существует следующая взаимосвязь:

$$P/P_{max} = E^2/E^2_{max} \quad \text{или} \quad E/E_{max} = \sqrt{P/P_{max}} \tag{2.1}$$

Используя эти соотношения, еще раз отметим, что ширина главного лепестка диаграммы направленности определяется из условия P/P_{max} =0,5 или E/E_{max}=0,7.

Обратим внимание читателя на то, что в различных изданиях встречаются различные представления диаграммы направленности, и поэтому для правильного сравнения направленных свойств антенн крайне важно представить сравниваемые диаграммы в едином масштабе. Наиболее целесообразно для сравнения уровня бокового излучения антенн использовать диаграммы направленности в прямоугольной системе координат с логарифмической шкалой относительно уровня излучения.

Обычно диаграммы направленности антенны являются симметричными относительно углового направления $\theta=0°$ и поэтому для экономии места приводят только одну половину диаграмму (см. рис.2.3*в*).

Сравнение различных диаграмм направленности, приведенных на рис.2.3, показывает, что наиболее удобными, точнее наиболее информированными являются диаграммы , на которых представлено отношение E/E_{max}. Именно таким представлением диаграмм и будем пользоваться при дальнейшем изложении. Добавим, что при использовании логарифмического масштаба ширина диаграммы направленности антенны соответствует уровням излучения –3дБ (см. рис.2.3*б*).

Если диаграмма направленности не представляет собой тела вращения, то для полного представления диаграммы недостаточно ограничиться только одним ее сечением, а необходимо привести, по крайней мере, сечения диаграммы в двух ортогональных плоскостях. Обратимся к рис. 2.4*а*, на котором приведена пространственная диаграмма направленности антенны, выполненной в виде двух вибраторов (один вибратор является активным, а другой - пассивным). Проведем для плоскости сечения, одна из которых (H-плоскость) является экваториальной, т.е. перпендикулярной осям вибраторов и проходящей через точку, соответствующую максимальному излучению, а вторая E-плоскость является меридианной, т.е. перпендикулярной первой и также проходящей через точку, соответствующую максимальному излучению.

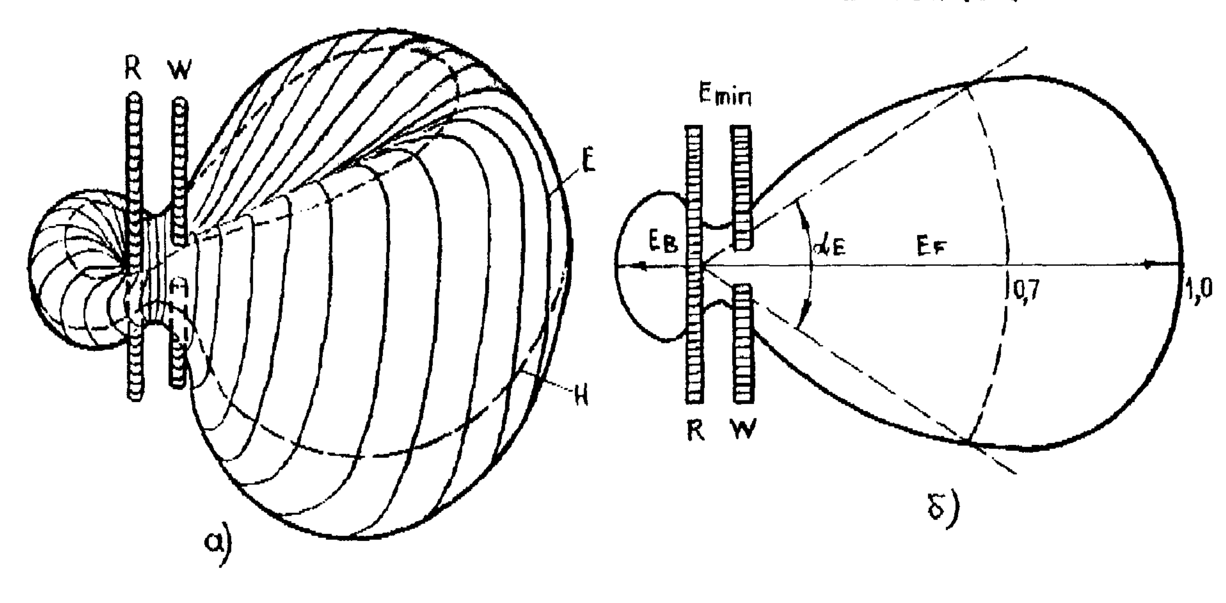
Диаграммы направленности в этих плоскостях приведены на рис.2.3*б* и *в* соответственно. Может оказаться, что ширины диаграммы направленности в обеих плоскостях не равны между собой, т.е. $\alpha_H = \alpha_E$.

Для анализа диаграмм направленности реальных антенн, расположенных на или вблизи поверхности земли, вводят определения горизонтальной и вертикальной плоскостей. Так например, для вибраторной антенны, ориентированной вдоль поверхности земли, плоскость E будет совмещена с горизонтальной плоскостью.

Для анализа антенны, имеющей сложную характеристику излучения, иногда используют картографическую проекцию сферы, на которой приведены значения нормированного уровня излучения рис. 2.5.

Иногда информацию о фазовой диаграмме приводят на диаграмме направленности уровня излучения. Так, например, на рис. 2.3*г* знаками (+) и (-) указано, что соседние лепестки диаграммы направленности имеют знакопеременную фазу. отличающуюся на π.

Как правило, излучение антенны в областях боковых и задних лепестков является бесполезным, а зачастую и просто вредным. Уровень излучения в области боковых лепестков принято характеризовать с помощью отношения уровня излучения в главном лепестке к максимальному уровню излучения наибольшего бокового лепестка:



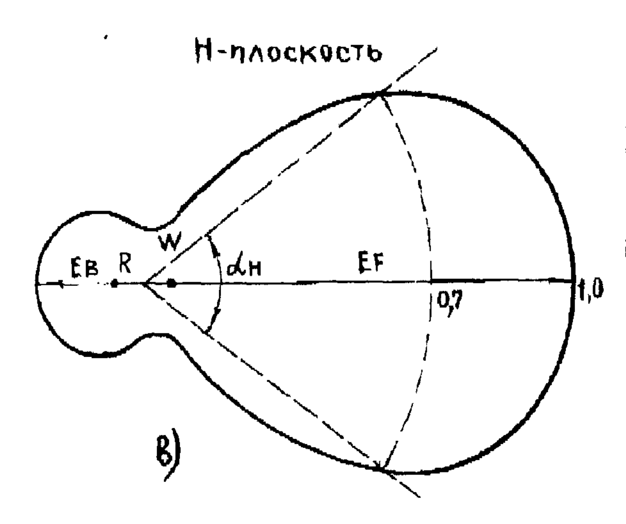


Рис. 2.4. Диаграммы направленности диполя с рефлектором: *а* - пространственная; *б* - в плоскости *E*; *в* - в плоскости *H*

$F/S = E_{max} / E_{Б\ max}$. (2.2)

Подобным образом определяют и уровень излучения в направлении заднего лепестка:

$F/B = E_{max} / E_{з\ max}$ (2.3)

В реальных антеннах из-за ряда причин (например, из-за ошибок при выполнении антенны, из-за влияния окружающей среды и т.п.) излучение в направлениях между соседними лепестками не имеет нулевого уровня. Реальное ослабление излучения антенны в этих направлениях принято характеризовать отношением

$Z/F = E_0 / E_{max}$ (2.4)

где E_0 - напряженность поля в направлениях нулевого излучения антенны.

Для хорошей радиолюбительской антенны (имеется ввиду направленная антенна) справедливы следующие оценки введенных параметров: $F/S > 30$ дБ, $F/B > 20$ дБ, $Z/F < -50$ дБ.

Иногда для оценки направленных свойств антенны вводят еще одну характеристику - коэффициент рассеяния:

$\rho = (P - P_{гл})/P = P_б/P$, (2.5)

где P - суммарная мощность излучения антенны, $P_{гл}$ - мощность излучения в главном лепестке, $P_б$ - суммарная мощность излучения по всем боковым и заднему лепесткам.

При проектировании антенн основной задачей является выбор, а затем и конкретная реализация необходимых направленных свойств, в первую очередь, диаграммы направленности. В последующих параграфах этой главы описаны характеристики излучения основных элементов антенны, а также приведены соотношения для расчета сложных составных антенных систем. Но прежде рассмотрим другие основные характеристики антенны.

Предположим, что имеется гипотетическая всенаправленная антенна, идеально согласованная с генератором и излучающая мощность P. Плотность мощности излучения такой антенны не зависит от полярных координат точки наблюдения φ и θ, а зависит только от расстояния r:

$P_{и}=P/4\pi r^2$. (2.6)

При выводе этой формулы было использовано известное выражение для площади поверхности сферы, радиус которой равен r:

$S_{сф}=4\pi r^2$.

Можно в формуле 2.6 исключить зависимость от расстояния r и записать

$P'_{и}=P/4\pi$ (2.7)

По сути дела, приведенное выражение означает плотность мощности излучения всенаправленной антенны, приходящуюся на единицу телесного угла. Напомним, что суммарный телесный угол составляет 4π

Теперь введем одну из основных характеристик антенны - *коэффициент направленного действия*. Коэффициент направленного действия D показывает во сколько раз плотность мощности P излучения данной антенны в направлении (θ,φ) превосходит плотность мощности излучения изотропной антенны $P_{и}$ при условии, что суммарные мощности излучения обеих антенн одинаковы:

$D_{и}=P/P_{и}$ (2.8)

Зависимость коэффициента направленного действия от угловых координат точки наблюдения повторяет пространственную диаграмму направленности (см. рис. 2.2). Для направления главного излучения эта величина принимает максимальное значение и очень часто под коэффициентом направленного действия антенны понимают значение коэффициента направленного действия в направлении главного излучения. Для направлений, отличных от направлений главного излучения, величина $D_{И}$ уменьшается, достигая значений $D_{И}=0$ в направлениях, которым соответствует нулевой уровень диаграммы направленности.

Коэффициент направленного действия антенны можно определить иначе - эта величина показывает, что в $D_{И}$ раз надо увеличить мощность излучения изотропной антенны по сравнению с мощностью, подводимой к испытуемой антенне, чтобы получить равный уровень мощности на выходе некоторой приемной антенны.

На практике очень часто коэффициент направленного действия антенны выражается в децибелах:

$d_{И}=10\text{Lg}D_{и}$ (2.9)

Так как реальных изотропных антенн (у которых $D_{И}=1$) не существует, иногда коэффициент направленного действия вводится путем сравнения плотностей мощности излучения испытуемой антенны и полуволнового диполя, для которого $D_{И}=1{,}64$ или $d_{И}=2{,}15$ дБ. Для того чтобы пересчитать значения коэффициента направленного действия $D_{И}$ относительно изотропного излучателя к коэффициенту направленного действия относительно полуволнового диполя D, можно воспользоваться следующими формулами:

$D=0{,}61D_{И}$; (2.10а)

$=(d_{И}-2{,}15)$дБ. (2.10б)

В таблице 2.2.1 приведены значения коэффициента направленного действия некоторых типов антенн.

Следует обратить внимание читателя на то, что в американской технической литературе используется, как правило, выражение для коэффициента направленного действия D в виде формулы (2.10), тогда как в европейской литературе принято определение D, задаваемое формулой (2.8). Для того чтобы избежать путаницы в этом вопросе, иной раз приводящей к сенсационным псевдооткрытиям, необходимо каждый раз удостовериться, относительно какого источника (изотропного или полуволнового) принято нормирование коэффициента направленного действия.

Если направленные действия антенны таковы, что ее диаграмма направленности содержит только основной лепесток (боковые и задний лепестки отсутствуют), то ориентировочный расчет коэффициента направленного действия можно провести, если известны ширины диаграммы направленности главного лепестка в двух основных плоскостях, т.е. если известны величины α_E и α_H. Этот метод может быть использован для расчета других типов антенн.

Таблица 2.2.1

Коэффициент направленного действия и значения эффективной площади раскрыва $A_{эфф}$ основных типов дипольных антенн

Типы антенн	D	d,дБ	$A_{эфф}$
Изотропная (равномерное излучение по всем направлениям)	1,00	0	$0{,}08\ \lambda^2$
Диполь Герца (короткий диполь с равномерным распределением тока)	1,50	1,76	$0{,}12\ \lambda^2$
Четвертьволновый диполь, расположенный над идеальным экраном	3,28	5,15	$0{,}26\ \lambda^2$
Полуволновый диполь: в свободном пространстве размещенный на высоте $\lambda/2$,	1,64	2,15	$0{,}13\ \lambda^2$
над идеальным экраном ($\sigma=\infty$)	6,93	8,41	-
Волновой диполь в свободном пространстве	2,40	3,81	$0{,}19\ \lambda^2$

Расчетная формула имеет вид

$$D_и = 41250C / \overset{o}{\alpha}_H \overset{o}{\alpha}_E \qquad (2.11а)$$

или

$$d_и = 10\lg(C\pi / \overset{o}{\alpha}_H \overset{o}{\alpha}_E) + 41{,}81 \text{ дБ} \qquad (2.11б)$$

где $\overset{o}{\alpha}_H$ и $\overset{o}{\alpha}_E$ - ширины главного лепестка диаграммы направленности в двух плоскостях, C - некоторый коэффициент, значение которого зависит от вида диаграммы направленности.

Значение коэффициента C тесно связано со значением коэффициента рассеяния 2.5. Так, например, для антенны с однолепестковой диаграммой, для которой $\rho=0$, коэффициент $C=1$. Для антенн типа "волновой канал" можно положить, что $C \approx 0{,}8$. Для некоторых других типов антенн значение коэффициента C уменьшается до 0,3 .

Увеличение плотности мощности излучения, характеризуемое коэффициентом направленного действия антенны, получено без учета реальных потерь, присущих данному типу

антенны. Иногда, особенно для остронаправленных антенн, выигрыш, достигаемый за счет увеличения D , частично уменьшается из-за потерь.

Коэффициентом полезного действия антенны называют отношение мощности $P_{изл}$, излученной антенной, к мощности $P_{вхА}$, подводимой к антенне:

$$\eta=P_{изл}/P_{в} \qquad (2.12)$$

Усиление антенны связано с коэффициентом направленного действия $D_и$ и коэффициентом полезного действия η соотношением

$$G_и=\eta D_и \qquad (2.13а)$$

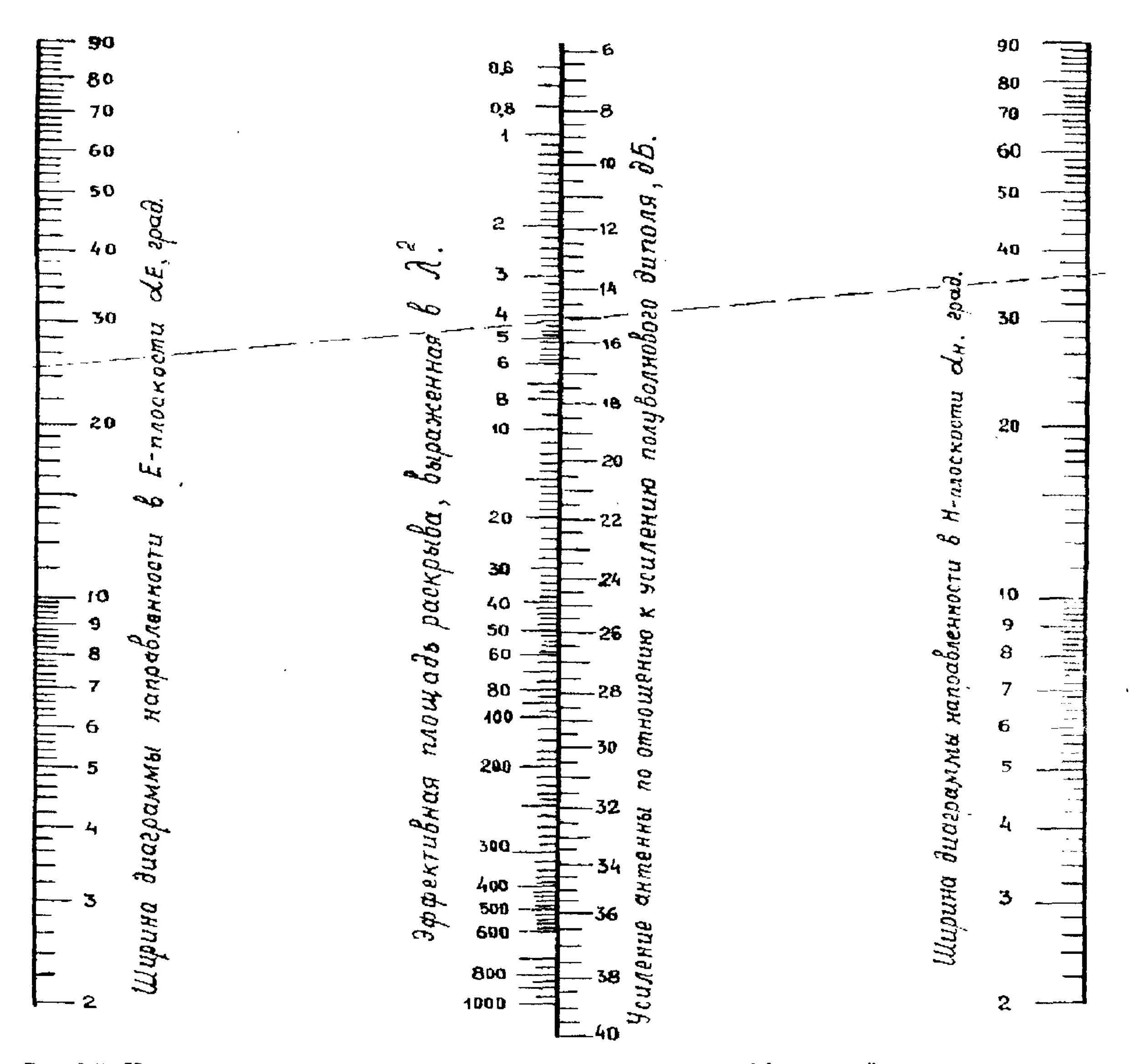


Рис. 2.5. Номограмма для определения усиления антенны и ее эффективной площади раскрыва по заданным значениям ширины диаграммы направленности в E - плоскости (α_E) и H - плоскости (α_H)

Если же нормирование коэффициента направленного действия или усиления проводилось относительно полуволнового диполя, то

$$G=0{,}61\eta D_и \qquad (2.13б)$$

Для расчета усиления антенны, если известны α_E и α_H , т.е. ширина главного лепестка в двух главных ортогональных плоскостях, то можно воспользоваться формулами

$$G=24000/\alpha^{\circ}_E\,\alpha^{\circ}_H \qquad (2.14а)$$

$$g=43{,}8-10(\lg\alpha^{\circ}_E+\lg\alpha^{\circ}_H)\ дБ \qquad (2.14б)$$

где α°_E и α°_H заданы в градусах, а также номограммой, приведенной на рис. 2.5, которая построена на основании этих формул.

Для $\alpha_E = 25°$ и $\alpha_H = 35°$ находим, что G=15,1 дБ и A =4,3 λ^2 .

Приведенные формулы справедливы для антенн, у которых $r_i \geq 0,8$ и уровень боковых лепестков не превышает −20дБ.

Сопротивление излучения антенны. Каждый элемент передающей антенны участвует в излучении, излучая парциальную мощность Δp рис. 2.6. Сумма всех мощностей всех парциальных элементов и составляет результирующий поток энергии. Парциальная мощность излучения элемента Δl зависит от места расположения элемента на антенне, т.к. значения токов, проходящих через различные элементы, различны и, кроме того, зависят от значения тока I_A, подводимого к входным клеммам (зажимам) антенны.

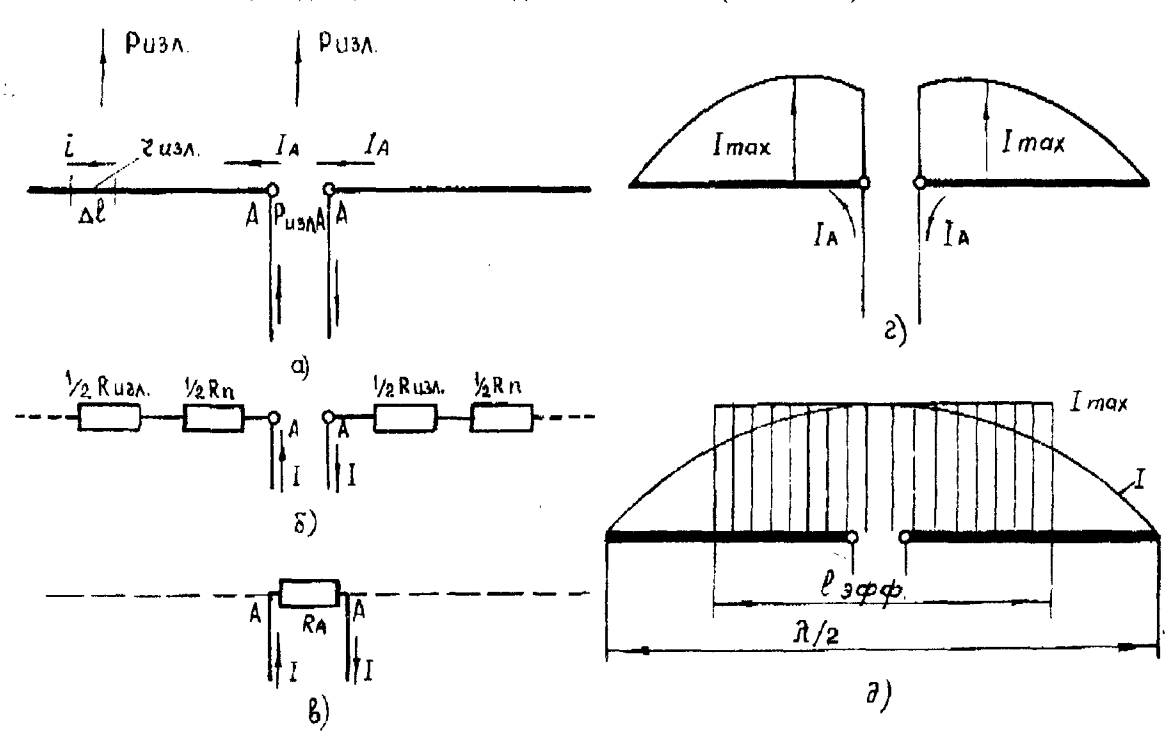


Рис. 2.6. Входное сопротивление антенны:
а - элементарный отрезок Δl с током i, сопротивлением излучения $r_{изл}$ и излучаемой мощностью $P_{изл}$; *б* - схема замещения сопротивления излучения $R_{изл}$ и сопротивления потерь $R_п$; *в* - эквивалентная схема для R_A ; *г* - распределение токов в диполе; *д* - эквивалентная длина полуволноводного диполя

Взяв отношение мощности $P_{изл}$ к квадрату тока, получим, что в точках А — А

$$z_{изл\,A} = R_{изл\,A} + i X_{изл\,A} = P_{изл} / I_A^2 \tag{2.15}$$

На практике сопротивление излучения антенны определяют по разному. Можно определять $Z_{изл}$ относительно входных клемм антенны. Однако для антенн, расположенных близко над землей, сопротивление Z_A определяют относительно точки заземления.

В резонансных антеннах сопротивление излучения, называемое характеристическим сопротивлением, относят к точкам, соответствующим максимальному значению тока.

Для бесконечно тонкой антенны, определение тока на которой синусоиадально, оба сопротивления связаны между собой зависимостью

$$Z_{вх\,A} = Z_{изл} / \cos^2 kx \tag{2.16}$$

где $Z_{вх\,A}$ - входное сопротивление антенны относительно точек А — А, $Z_{изл}$ - сопротивление излучения антенны, kx - фазовое распределение от точки питания до точки, соответствующей максимальному значению тока.

Ток проходящий через входные клеммы антенны

$I_A = I_{max} \cos kx$, (2.17)

где I_{max} - максимальное значение тока.

Ток проходящий по антенне, выполненный из материала с конечной проводимостью σ, выделит тепловую мощность

$P_п = R_и I_A^2$ (2.18)

где I_A - ток в антенне, $R_и$ - сопротивление потерь в антенне. Сопротивление потерь $R_и$ зависит не только от проводимости σ материала, но и от характера распределения тока по антенне.

Сумма обоих сопротивлений (сопротивления потерь и сопротивления излучения) и составляет *входное сопротивление антенны*

$R_{вх} = R_п + R_{изл}$ (2.19)

Понятие входного сопротивления можно отнести и к приемной антенне. Для приемной антенны справедливо соотношение

$\eta = R_{изл}/R_{вх}$ (2.20)

где η - коэффициент полезного действия. Из этой формулы следует, что антенна имеющая большее значение сопротивления излучения $R_{изл}$, имеет и большее значение коэффициента полезного действия.

Отметим, что для источника питания антенна представляет собой сопротивление

$Z_A = R_A + iX_A$ (2.21)

Для антенны, настроенной в резонанс, сопротивление Z_A имеет только действительную составляющую ($X_A = 0$). При незначительной отстройке антенны от резонанса (например, изменением частоты или длины антенны) наблюдается существенное возрастание X_A при практическом постоянном значении R_A.

Приведем типичные значения входного сопротивления антенн, имеющих длину l и выполненных из провода диаметра d:

диполь полуволновый	RA=60 ÷ 75 Ом
диполь волновой	RA=600÷3000 Ом
петлевой диполь	RA=250÷300 Ом

Приведенные данные справедливы при условии, что $70 \le l/d \le 10000$

Эффективная (действующая) длина антенны. Электродвижущая сила V, наведенная в антенне, на которую падает плоская волна, зависит от напряженности электрического поля падающей волны E, направления, с которого падает эта волна, и эффективной (действующей) длины антенны.

Эффективной длиной антенны называют отношение электродвижущей силы V (в милливольтах), наведенной в антенне, к напряженности электрического поля E (в милливольтах на метр) в месте расположения приемной антенны:

$l_{эфф} = V/E$ (2.22)

Эффективная длина антенны зависит от коэффициента усиления и входного сопротивления антенны

$l_{эфф} = (\lambda/\pi)\sqrt{GR_A/73.1}$ (2.23)

Напряжение на выходе антенны, согласованной с приемником

$U_A = V/2 = l_{эфф}E/2$ (2.24)

Для полуволнового диполя (G=1, R_A=73,1 Ом) из формулы (2.23) следует, что $l_{эфф} = \lambda/\pi$. Для коротких антенн за эффективную длину принимается половина ее геометрической длины.

Отметим, что эффективная длина является условным понятием, которое не имеет прямой связи с физической длиной антенны. Так как это понятие впервые было введено при исследовании вертикальных вибраторов средних волн, то его вначале понимали как эффективную высоту подвеса антенны. И уже в данной ситуации отсутствует прямая связь между понятием эффективной высоты подвеса антенны и ее физическими размерами. Отметим, что иногда используется и иное определение эффективной длины антенны. В реальных антеннах распределение тока вдоль антенны носит неравномерный характер: ток в некоторых точках имеет максимальное значение I_{max}. Пусть антенна в направлении главного излучения создает поле E. Можно предположить, что то же самое поле E созда-

ется другой антенной, имеющей длину $l_{эфф}$, у которой ток, имеющий равномерное распределение, равен I_{max} рис. 2.6*д*

Из графиков, приведенных на рис. 2.7, видно, что электродвижущая сила, наведенная в полуволновом диполе в диапазоне КВ, больше, чем в диапазоне УКВ, при равенстве напряженностей поля E, возбуждающего антенны. Из этого же рисунка видно, что для диполя в диапазоне λ=10 м, имеющего усиление G=1 его длина $l_{эфф}$=3,18 м. В диапазоне λ=2 м та же самая антенна с эффективной длиной l=3,18 м имеет усиление G =14 дБ.

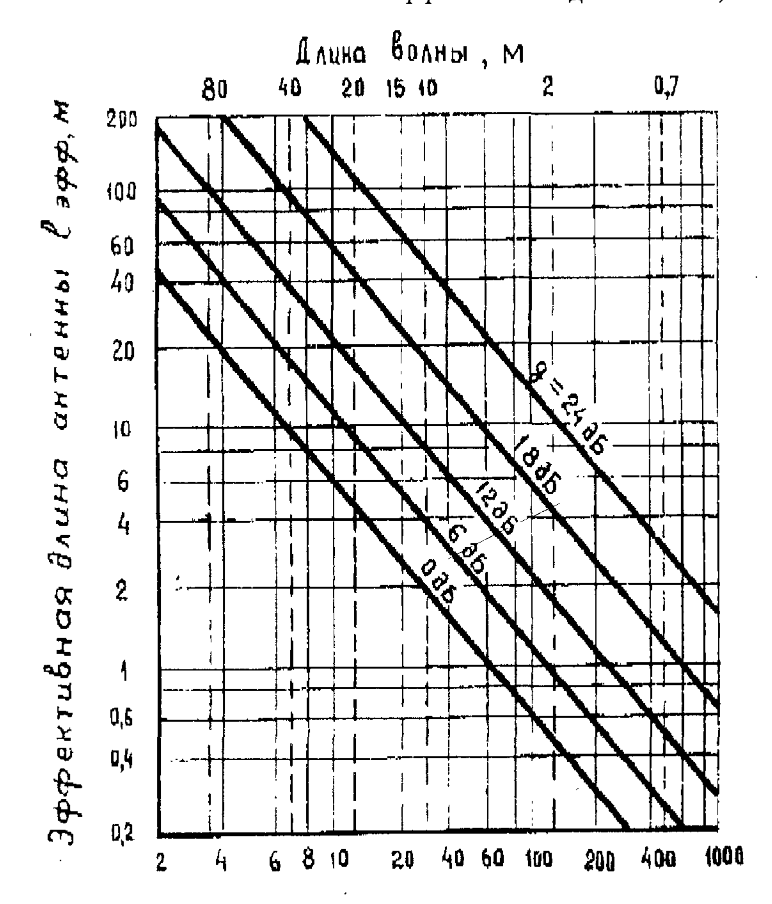


Рис. 2.7. Зависимость эффективной длины антенны от частоты (длины волны) и усиления

Эффективная площадь раскрыва антенны. Поток вектора Умова-Пойнтинга передающей антенны на расстоянии r от нее определяется по формуле

$$p = p_и G = GP_{изл} / 4\pi r^2 \quad (2.25)$$

Перехватываемая антенной мощность зависит от такого параметра, как площадь апертуры (раскрыва) антенны. Для того чтобы лучше уяснить себе этот термин, представим приемную антенну в виде рупорной антенны, на которую падает плоская волна (рис.2.8). Если бы эта антенна могла поглощать всю мощность, падающую на ее раскрыв (апертуру) то мощность, принятая антенной, была бы равна

$$P = pA \quad (2.26)$$

Падающая на раскрыв антенны электромагнитная волна возбуждает в антенне с входным сопротивлением $Z_A = R_A + \mathrm{i}\, X_A$ электродвижущую силу V. Часть принятой антенной мощности передается к приемнику, имеющему входное сопротивление Z_0=R_A+iX_0 (рис. 2.9) Тогда ток, который проходит в приемник, подключенный к антенне,

$$I_A = V / (Z_0 + Z_A) \quad (2.27)$$

а мощность, выделяемая в приемнике

$$P_0 = |I_A|^2 R_0 = V^2 R_0 / [(R_A + R_0)^2 + (X_A + X_0)^2] \quad (2.28)$$

Достаточно просто показать, что максимальная мощность, выделяемая в приемнике, соответствует условиям согласования сопротивлений, согласно которому R_A=R_0 и $-X_A$=X_0

Введем понятие *эффективной площади раскрыва*, под которой будем понимать и отношение мощности, попадающей в приемник P_0, к плотности мощности p, падающей на раскрыв антенны:

$$A_{эфф} = P_0 / p \quad (2.29)$$

Для антенны без потерь (Rп=0) согласно формуле (2.19) R_A=$R_{изл}$. Тогда при полном согласовании, т.е. при R_0=R$_{изл}$, получаем формулу для максимального значения эффективной площади раскрыва

$$A_{эфф\ max} = V^2 / 4pR_{изл} = I_A^2 R_0 / p \quad (2.30)$$

В таблице 2.2.1 приведены значения $A_{эфф}$ для некоторых типов антенн.

Для реальных антенн значение $A_{эфф\ max}$ всегда меньше физической площади раскрыва антенны. Для оценки эффективной площади раскрыва антенны вводят понятие коэффициента использования поверхности раскрыва, равного отношению эффективной площади раскрыва антенны к физической площади раскрыва:

$K_{и.п} = A_{эфф}/A_{ф}$ (2.31)

Максимальное значение коэффициента использования поверхности раскрыва достигает (для идеальных антенн) значения $K_{и.п}=1$ Для весьма хороших антенн значение коэффициента использования поверхности достигает значений 0,7...0,8.

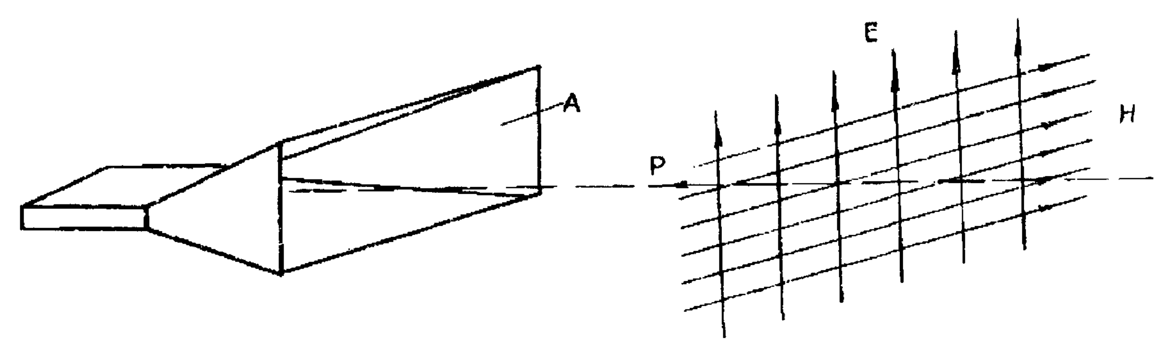


Рис. 2.8. Падение плоской волны на раскрыв *А* рупорной антенны

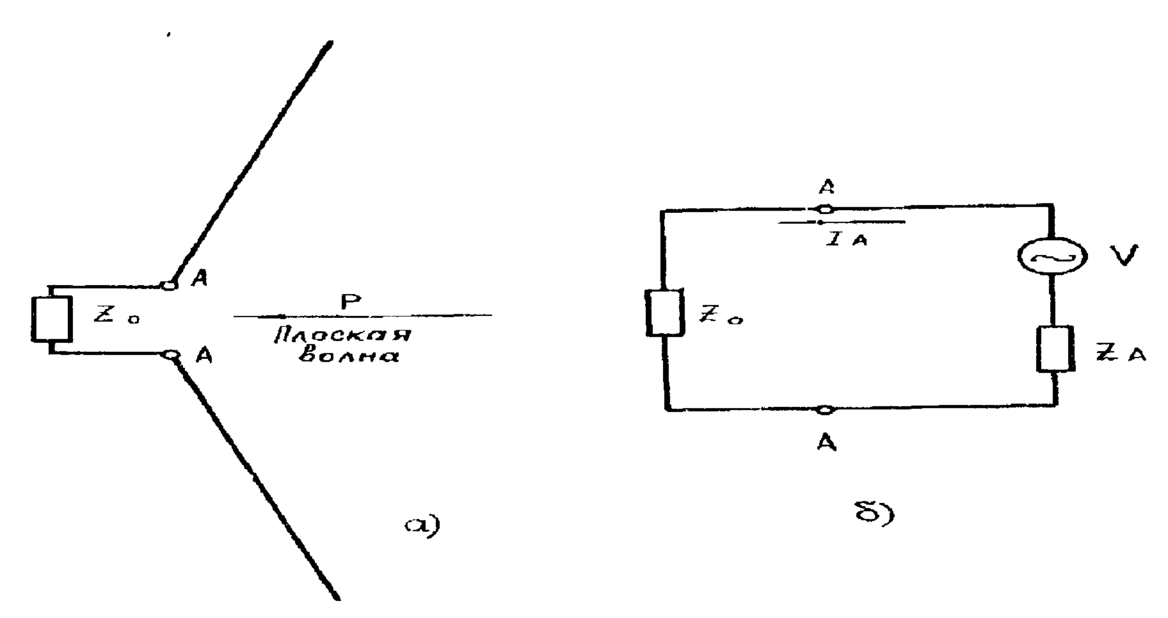


Рис.2.9. Возбуждение антенны падающей волной: *а* - антенна, нагруженная на сопротивление Z_0, на которую падает плоская волна ; *б* - эквивалентная схема

Ток I_A в антенне с сопротивлением излучения R_A является источником переизлученной антенны с мощностью

$P_{рас}= I_A^2 R_A$ (2.31)

Отношение мощности, переизлученной антенной, к плотности мощности, падающей на раскрыв антенны *р*, определяет площадь переизлучения (апертуру рассеяния) $A_{рас}$:

$A_{рас} = P_{рас}/p = V^2 R_A / [(R_A + R_0)^2 + (X_A + X_0)^2]$ (2.32)

Для короткозамкнутой антенны, полностью согласованной с падающим полем $A_{рас}=A_{эфф\ max}$. При рассогласовании антенны

$\alpha_{рас} = A_{рас}/A_{эфф\ max}$ (2.33)

причем $\alpha_{рас} \leq 1$.

Если сопротивление потерь $R_п>0$,то часть энергии, выделяется в антенне в виде тепловой энергии. Можно ввести понятие площади потерь

$A_п = I_A^2 R_п / p$ (2.34)

Теперь суммарная апертура

$A_\Sigma = A_{эфф} + A_{рас} + A_п = I_A^2 / p(R_0 + R_{изл} + R_п)$ (2.35)

На рис. 2.10 приведены графики зависимости отдельных составляющих Ai и суммарной амплитуды A_Σ от отношения сопротивлений $R_0 / R_{изл}$.

Существует класс аппертурных антенн. К таким антеннам относятся параболические антенны (здесь апертура - раскрыв зеркала), рупорные антенны (апертура - раскрыв рупора) и др.

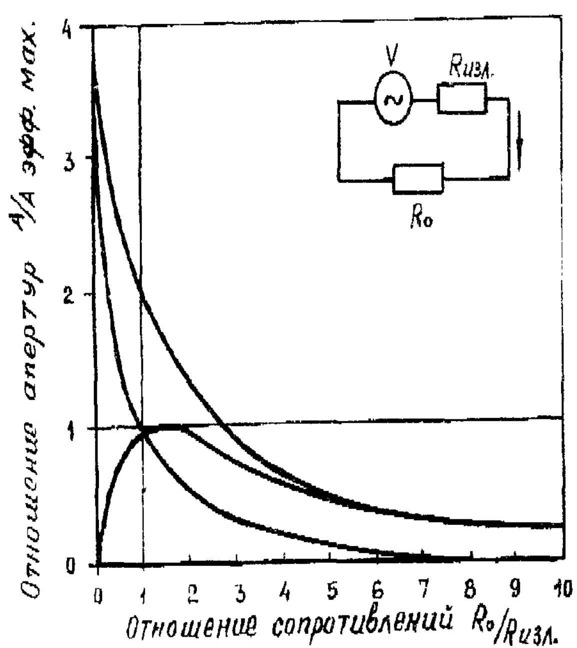


Рис. 2.10 Зависимость компонент A от отношения $R_0 / R_{изл}$

Единице измерения площади раскрыва может быть или квадратный метр, или λ^2.

Коэффициент использования поверхности раскрыва определяется по формуле (2.31).

Для класса апертурных антенн $K_{и.п}<1$, но для некоторых типов антенн значение этой величины может и превышать 1. К последним относятся антенны поверхностной волны и большинство проволочных антенн.

Взаимосвязь между эффективной площадью раскрыва $A_{эфф}$, коэффициентом направленного действия D и длиной волны λ записывается в виде соотношения

$A_{эфф} = \lambda^2 D / 4\pi$. (2.36)

На рис.2.11 приведены графики зависимости $A_{эфф}(D,\lambda)$. Взаимосвязь между $A_{эфф}$ и шириной диаграммы направленности в двух плоскостях α_E и α_H можно установить, используя формулу 2.11.

Приемная антенна, поглощающая мощность электромагнитного поля при падении на нее электромагнитной волны, является своеобразным экраном для радиоволн.

На рис. 2.12 схематично показано распределение поля за приемной антенной. Из рисунка видно, что сразу за приемной антенной напряженность электромагнитного поля уменьшается.

Для полуволнового диполя эффективная площадь раскрыва представляет собой эллипс рис.2.13. с большой осью $A_E = 3\lambda/4$ и малой осью $A_H = \lambda/4$.

Для антенн поверхностной волны, Уда-Яги, взаимосвязь между линейными размерами эффективного раскрыва и ширинами диаграммы направленности антенны в двух основных плоскостях α_E и α_H устанавливаются соотношениями

$A_E = 2\sqrt{A_{эфф}\alpha_E / \pi\alpha_H}$ (2.37)

$A_H = 2\sqrt{A_{эфф}\alpha_H / \pi\alpha_E}$ (2.38)

Если две и более элементарные антенны расположены вблизи друг от друга (например, одна над другой рис.2.14, то для уменьшения потерь усиления результирующей антенной системы необходимо, чтобы эффективные площади раскрыва парциальных элементов антенны не перекрывались. Наиболее целесообразно в этом случае располагать элементы антенной системы таким образом, чтобы края парциальных эффективных площадей раскрыва соприкасались друг с другом.

Для решетки излучателей поперечного излучения рис.2.15 линейные размеры эффективной площади раскрыва одного элемента вычисляются по формулам

$A_E = \sqrt{A_{эфф}\alpha_E / \alpha_H}$ (2.39а)

$A_H = \sqrt{A_{эффа}\alpha_H / \alpha_E}$ (2.39б)

Сравнение формул 2.38 и 2.39 показывает, что в последнем случае линейные размеры эффективной площади раскрыва приблизительно на 12% меньше, чем при использовании этих же элементов в антеннах продольного излучения. Рассмотрим несколько примеров.

Пример 1. На зажимах приемной антенны, выполненной в виде полуволнового диполя, принимающего радиоизлучение с длиной волны λ=2м и нагруженного на сопротивление $R_0 = R_{изл}$=73 Ом, наведено напряжение U_A=0,1мВ. Необходимо рассчитать мощность излучения станции, расположенной на расстоянии r=100 км от приемной антенны, при ус-

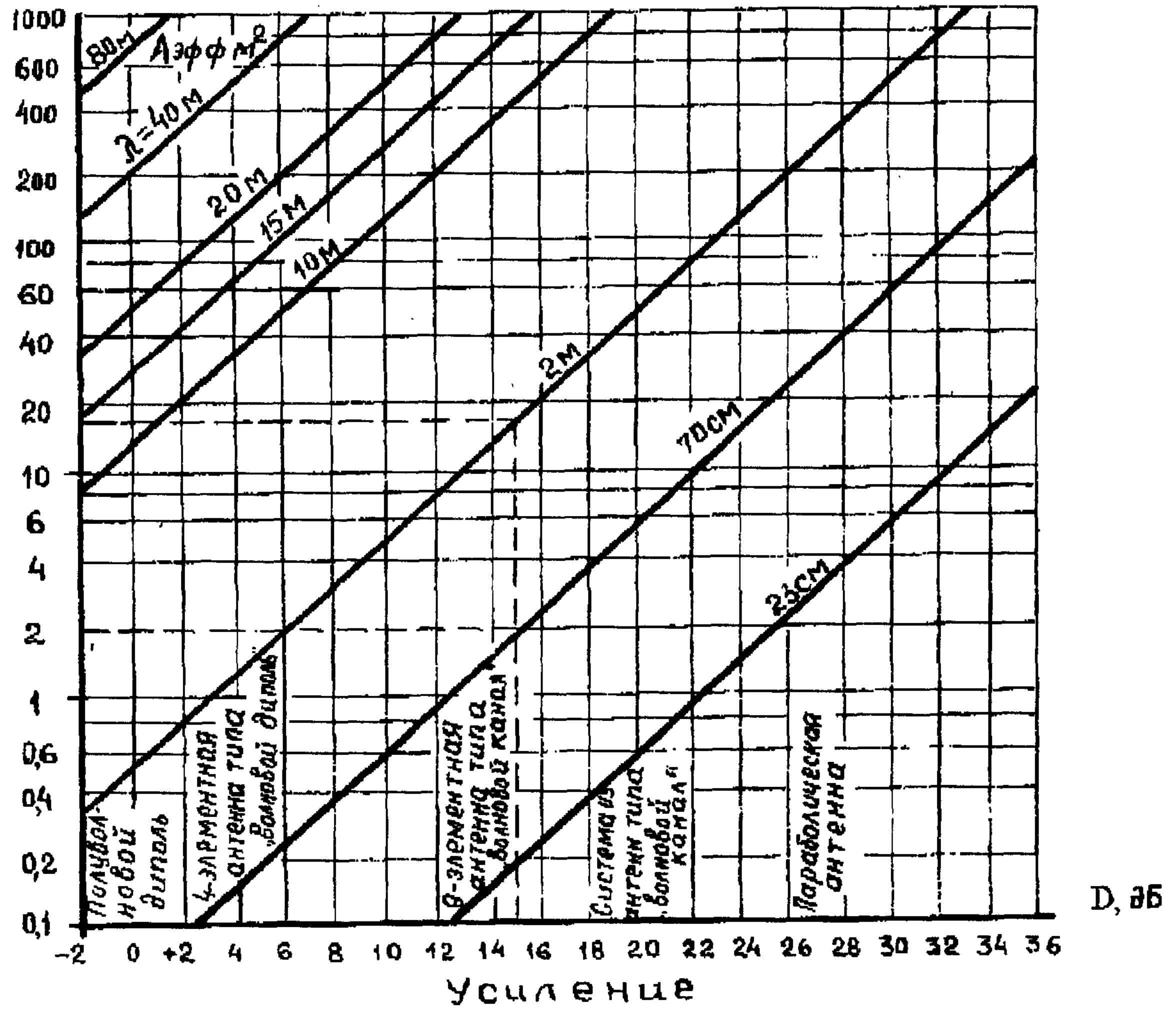


Рис. 2.11. Зависимость эффективной апертуры от усиления для различных типов антенн в различных частотных диапазонах.

ловии , что в качестве передающей антенны используется полуволновый диполь, а обе антенны ориентированы друг на друга максимумами диаграмм направленности.

1.Электродвижущая сила на выходе приемной антенны

$V = 2U_A = 2\cdot 0{,}1\cdot 10^{-3} = 2\cdot 10^{-4}$ В .

2. Эффективная площадь раскрыва для полуволнового диполя (см. табл. 2.2.1)

$A_{Эфф} = 0{,}13\,\lambda^2 = 0{,}13\cdot 2^2 = 0{,}52$ м^2 .

3. Плотность мощности в месте расположения приемной антенны

$\rho = V^2 / 4A_{Эфф}R_{изл} = (2\cdot 10^{-4})^2 / 4\cdot 0{,}52\cdot 73 = 2{,}63\cdot 10^{-10}$ Вт / м^2.

4. Мощность излучения передающей антенны

$P_{изл} = 4\pi\, r^2\, \rho / G = 4\pi\,(100\cdot 10^3)^2\cdot 2{,}63\cdot 10^{-10} / 1{,}64 =$ 20,1 Вт.

Пример 2. Ширина диаграммы направленности антенны Уда-Яги, работающей на волне длиной λ=2м, равны α_E=25° и α_H=35°. Эта антенна нагружена на согласованное сопротивление R_0 =75 Ом. Плотность мощности электромагнитного поля, падающего на ан-

...ну, p=2,63·10^{-10} Вт/м^2. Требуется определить напряжение на входных клеммах данной антенны.

1. Используя номограмму, приведенную на рис.2.5 по заданным значениям α_E=25° и α_H=35° определим усиление антенны G=15,1 дБ.

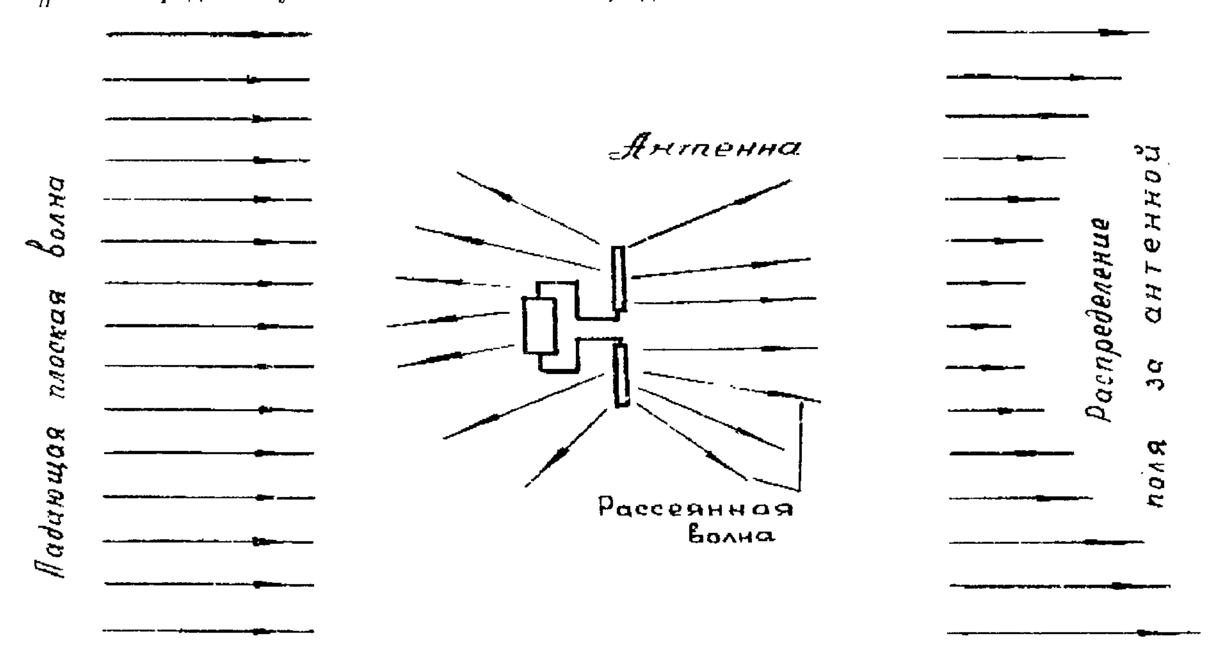


Рис.2.12. Эффект экранирования приемной антенной падающего сигнала

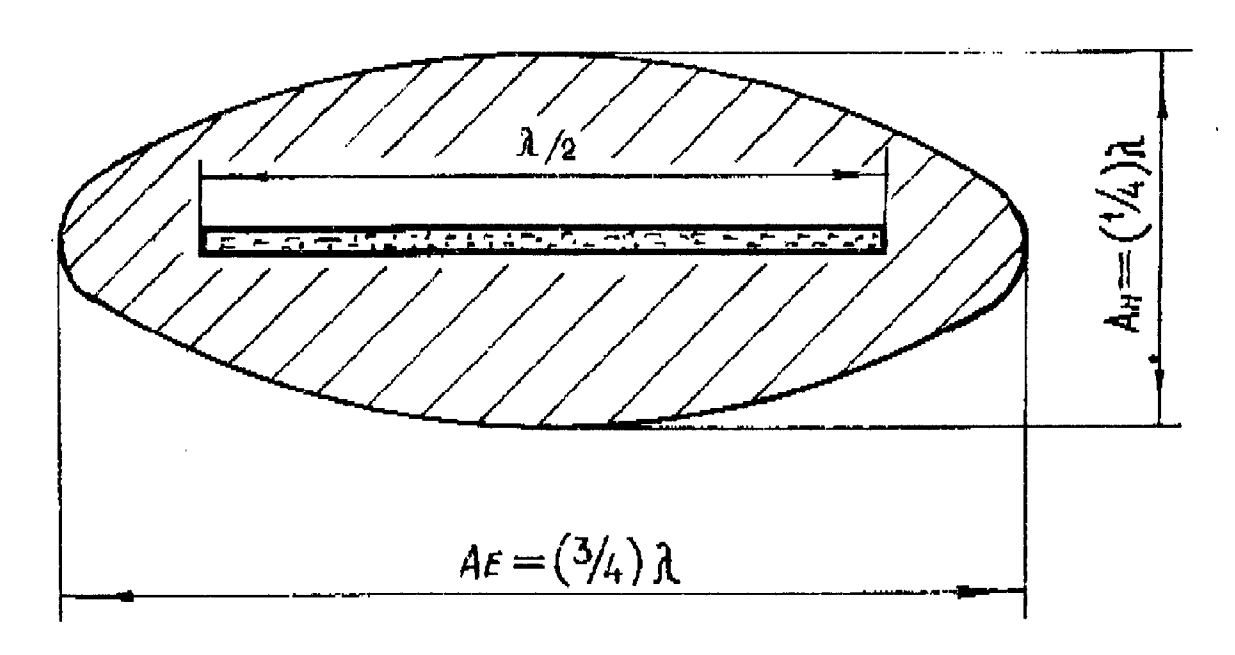


Рис.2.13. Эффективная площадь раскрыва полуволнового диполя

2. Используя графики, приведенные на рис.2.11, по известным значениям G=15,1дБ и α=2 м определим $A_{\text{Эфф}}$=16,5 м^2.

3. Используя формулу (2.39), определим ЭДС:

$$V=\sqrt{4\rho\ R_{\text{изл}}A_{\text{Эфф}}}=\sqrt{4\cdot 2{,}63\cdot 10^{-10}\cdot 73\cdot 16{,}5}=1{,}12 \quad \text{мВ.}$$

4. Напряжение на выходных клеммах антенны U_A=V/2=0,56 мВ.

Пример 3. Необходимо рассчитать расстояние H между этажами двухэтажной антенны типа Уда-Яги, при котором реализуется диаграмма направленности с шириной α_E=25° и α_H=35°, а усиление антенны максимально.

1. Используя графики, приведенные на рис.2.11 по заданным значениям α_E и α_H, определим эффективную площадь раскрыва $A_{эфф}=4{,}5\ \lambda^2$.

2. Используя формулу (2.38) найдем:

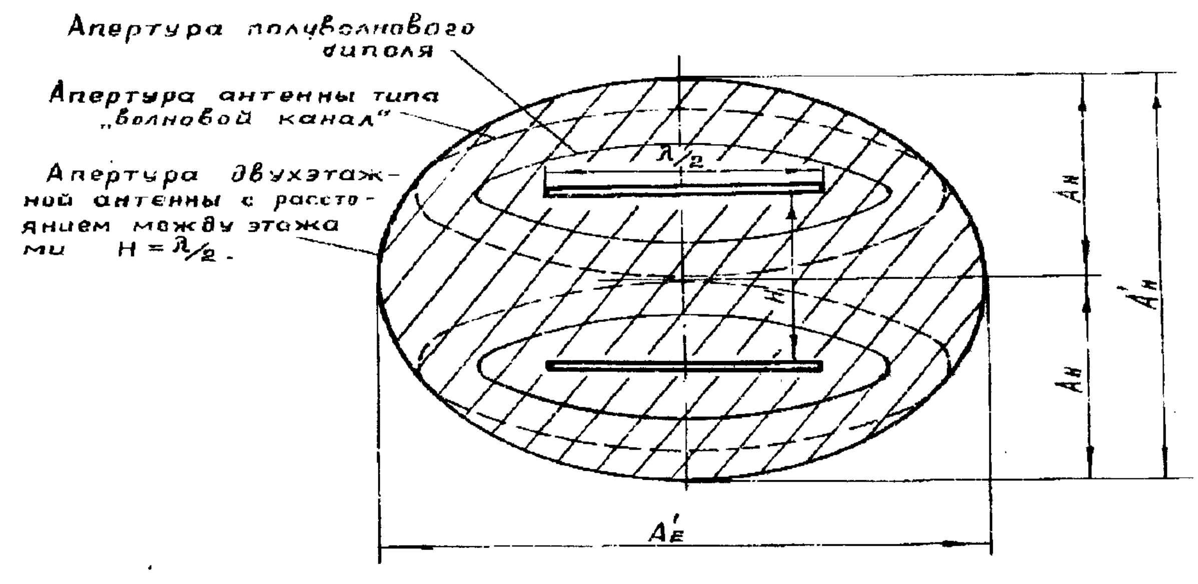


Рис.2.14. Совмещение апертур двух антенн, отстоящих друг от друга на расстояние λ/2

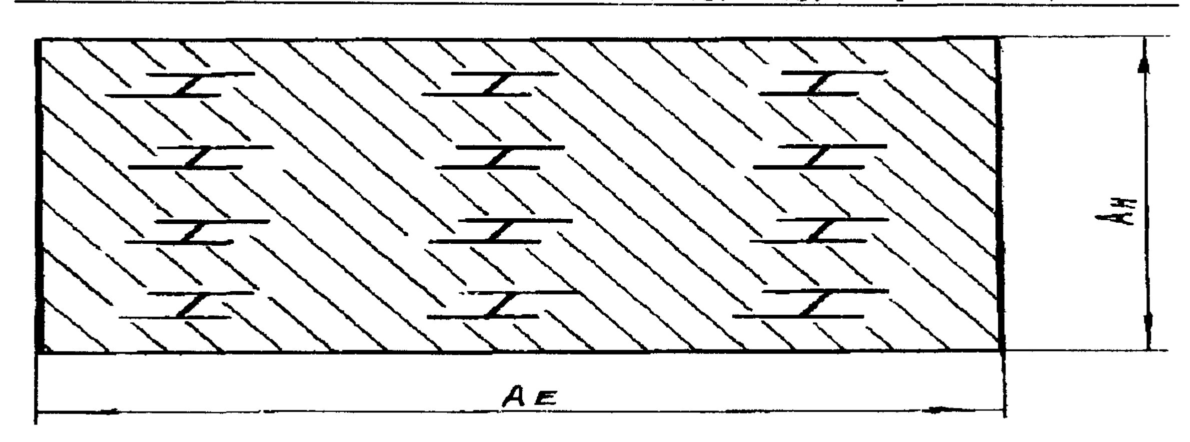


Рис.2.15. Эффективная площадь раскрыва решетки излучателей 3×4

$$H=A_H=2\sqrt{A_{Эфф}\alpha_H/\alpha_E}=\sqrt{4{,}3\,\lambda^2\,35/25}=2{,}8\,\lambda.$$

3. Используя формулу (2.39), определим ЭДС:

$$V=\sqrt{4\rho\ R_{изл}A_{Эфф}}=\sqrt{4\cdot 2{,}63\cdot 10^{-10}\cdot 73\cdot 16{,}5}=1{,}12\quad мВ.$$

4. Напряжение на выходных клеммах антенны $U_A=V/2$=0,56 мВ.

Пример 3. Необходимо рассчитать расстояние H между этажами двухэтажной антенны типа Уда-Яги, при котором реализуется диаграмма направленности с шириной α_E=25° и α_H=35°, а усиление антенны максимально.

1. Используя графики, приведенные на рис.2.11 по заданным значениям α_E и α_H, определим эффективную площадь раскрыва $A_{эфф}=4{,}5\ \lambda^2$.

2. Используя формулу (2.38), найдем:

$$H=A_H=2\sqrt{A_{Эфф}\alpha_H/\alpha_E}=\sqrt{4{,}3\,\lambda^2\,35/25}=2{,}8\,\lambda.$$

3. При расстоянии между этажами двухэтажной антенны H=2,8λ получаем максимальное значение коэффициента усиления, которое , как нам уже известно, реализуется при условии, что края эффективных площадей раскрыва обоих элементов антенны соприкасаются друг с другом.

4. Для длины волны λ=2 м искомое расстояние H=5,6м. Отметим, что двойное увеличение апертуры антенны приводит к двукратному росту усиления (+3дБ).

Для расчета радиолиний связи вводится понятие множителя ослабления δ:

$$\delta = P_A / P_{\text{Эфф.пр}} A_{\text{Эфф.пер}} / \lambda^2 r^2 \qquad (2.40)$$

где P_A -мощность принятая приемной антенной, имеющей эффективную площадь раскрыва $A_{\text{эфф.пр}}$; $P_{\text{изл}}$ - мощность излученная передающей антенной, имеющей эффективную площадь раскрыва $A_{\text{эфф.пер}}$, r - расстояние между передающей и приемной антеннами, м; λ - длина волны, м.

Формула (2.40) получена в предположении, что антенны не имеют потерь, а также при условии, что расстояние между ними

$$r \geq 2\, d^2 / \lambda \qquad (2.41)$$

где d - наибольший линейный размер антенны, λ -длина волны,.

В том случае, когда радиоволна распространяется вблизи поверхности земли, может возникнуть, кроме прямой волны, и отраженная волна. Результатом взаимодействия этих волн является изменение величины δ, рассчитанной по формуле 2.40. Реальное значение множителя ослабления δ_p изменяется в пределах $0 < \delta_p < 4\delta$.

Продолжим рассмотрение примеров.

Пример 4. Мощность излучения передающей полуволновой дипольной антенны $P_{\text{изл}}$ = 20,1 Вт. Необходимо рассчитать мощность, выделяемую в согласованной нагрузке приемной антенны при R_0=73 Ом и условии, что $A_{\text{эфф.пер}}$=16,5 м^2 и λ = 2 м.

1. Используя формулу (2.40), найдем

$$p_A = p_{\text{изл}} \frac{A_{\text{изл пр}} \; A_{\text{Эфф пр}}}{\lambda^2 r^2} = 20{,}1 \frac{0{,}13 \cdot 2^2 \cdot 16{,}5}{2^2 (10^5)^2} = 43 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

2. Напряженность на выходных клеммах антенны

$$U = \sqrt{P_A R_0} = \sqrt{43 \cdot 10^{-10} \cdot 73} = 0{,}53 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

Обратим внимание читателя на тот факт, что иногда мощность выражается в децибелах, при этом уровень 0 дБ соответствует мощности в 1 Вт.

Пример 5.

Если $P_{\text{изл}}$=20,1 Вт или

$P_{\text{изл}}$=10·lg20,1=+13 дБ/Вт, то $P_A = 43 \cdot 10^{-10}$ Вт или $P_A = 10\lg 43 \cdot 10^{-10} = -$ 83,6 дБ/Вт.

Принцип взаимности. Этот чрезвычайно важный принцип, широко используемый в теории антенн, гласит: "Если к входным клеммам антенны A рис. 2.16 приложена электродвижущая сила V_A, то в случае, если электродвижущую силу V_A приложить к входным клемма антенны B, через выходные клеммы антенны A будет протекать ток I_B, имеющий ту же амплитуду и фазу.

Этот принцип применим как для антенны в целом, так и для ее элементов, он справедлив для изотропных, пассивных и линейных сред и не зависит от расстояния между антеннами.

Из принципа взаимности следуют важные выводы.

1.Если для двух любых антенн определяют коэффициент передачи (множитель ослабления),то абсолютно безразличен тот факт, какая из антенн является приемной, а какая передающей.

2.Характеристики направленности и сопротивления антенны не зависят от того, используется ли данная антенна как передающая или как приемная.

3.Характеристики направленности антенны не зависят от того, является ли нагрузка антенны согласованной или нет.

Элементарные источники излучения. Элементарными источниками излучения являются *электрический и магнитный диполи.* Свойства магнитного диполя соответствуют свойствам электрического диполя и могут быть получены на основе принципа двойственности (дуальности), путем замены в уравнениях, соответствующих электрическому диполю, напряженности электрического поля E напряженностью магнитного поля H и электрической проницаемоости ε магнитной проницаемостью μ.

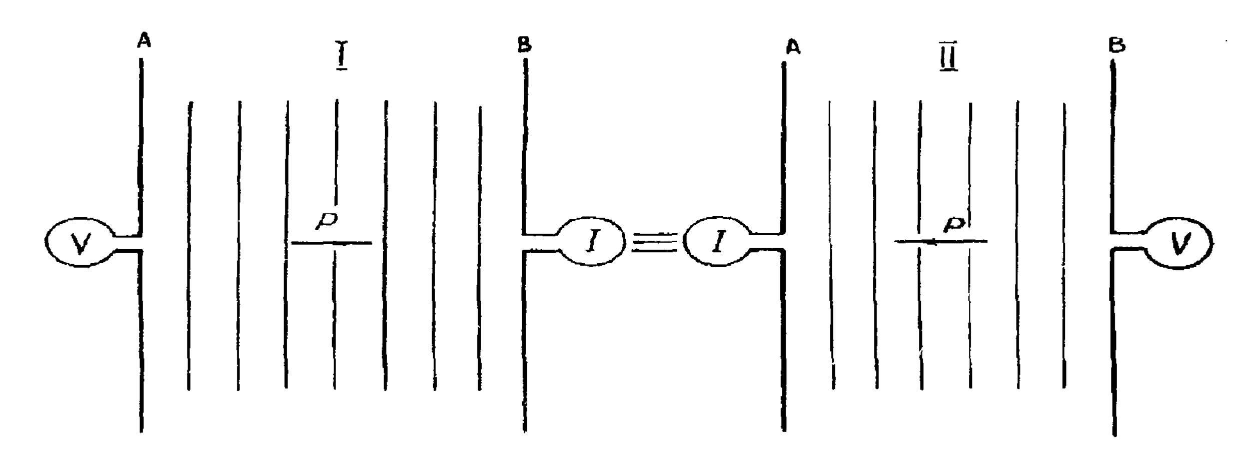


Рис. 2.16. К пояснению принципа взаимности

Поэтому ограничимся описанием свойств только электрического диполя. Основные теоретические зависимости были рассмотрены выше.

Диаграмма направленности. При проектировании и сооружении антенн, как правило, необходимо знать направленности поля, создаваемые антеннами различного типа. Будем использовать приближенные формулы, справедливые для очень тонких цилиндрических проводов, размещенных в изотропной и лишенной потерь среде.

Рассмотрим наиболее часто встречающиеся в практике методы расчета направленных свойств. На рис. 2.17 приведена пространственная диаграмма направленности элементарного диполя, а также даны сечения этой диаграммы в двух плоскостях: в E - плоскости и в H-плоскости. Диаграмма направленности дипо .я в H - плоскости представляет собой окружность. Поэтому будем в дальнейшем изучать направленные свойства таких антенн только в E - плоскости.

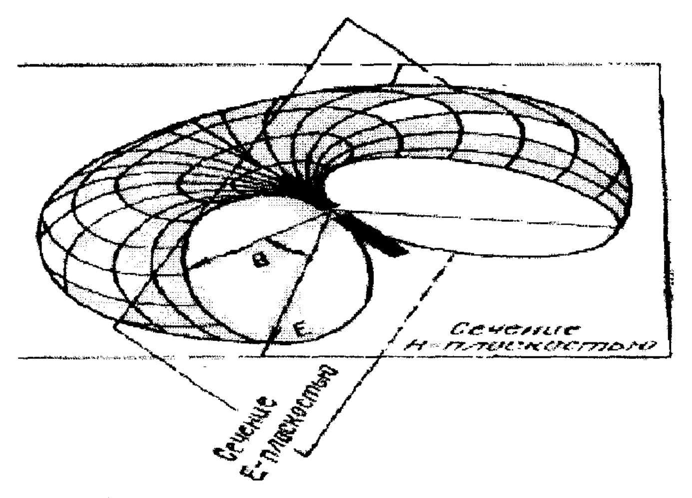


Рис. 2.17. Пространственная диаграмма направленности элементарного диполя.

Вибратор может иметь различную физическую длину (т.е. характеризоваться различным отношением L/λ), а также различные способы питания: симметричный и несимметричный, оба отмеченных фактора оказывают существенное влияние на диаграмму направленности вибратора. Если вдоль вибратора укладывается целое число полуволн, то такой вибратор называют гармоническим. Длина гармонического вибратора

$$l=n\lambda\backslash 2, \tag{2.42}$$

где n - целое число.

На рис. 2.18а приведена схема вибраторной антенны длиной l , оба плеча которой возбуждены симметрично. Точка наблюдения O находится на расстоянии r от фазового центра N, расположенного в центре вибраторной антенны. Направление r составляет угол θ с осью вибратора. Из рассмотрения данного рисунка следует, что расстояния r_1 и r_2 от двух симметрично расположенных точек на вибраторе до точки наблюдения O различны. Поэтому

приходящие в точку O две волны имеют разные фазы. Мгновенное значение напряженности поля в точке O, находящейся на расстоянии r от вибратора и расположенной на линии, составляющей угол θ с его осью:

$$e_\theta = (60I_m/r)\sin(wt+kr)f(\theta) \qquad (2.43а)$$

Из анализа этого выражения следует, что e_θ, во-первых, прямо пропорционально амплитуде тока Im в вибраторе и обратно пропорционально расстоянию r от вибратора до точки наблюдения; во-вторых, распространяющаяся волна имеет зависимость от расстояния типа kr, а также изменяется во времени с частотой w. И, наконец, направленные свойства антенны определяются функцией $f(\theta)$, называемой диаграммой направленности.

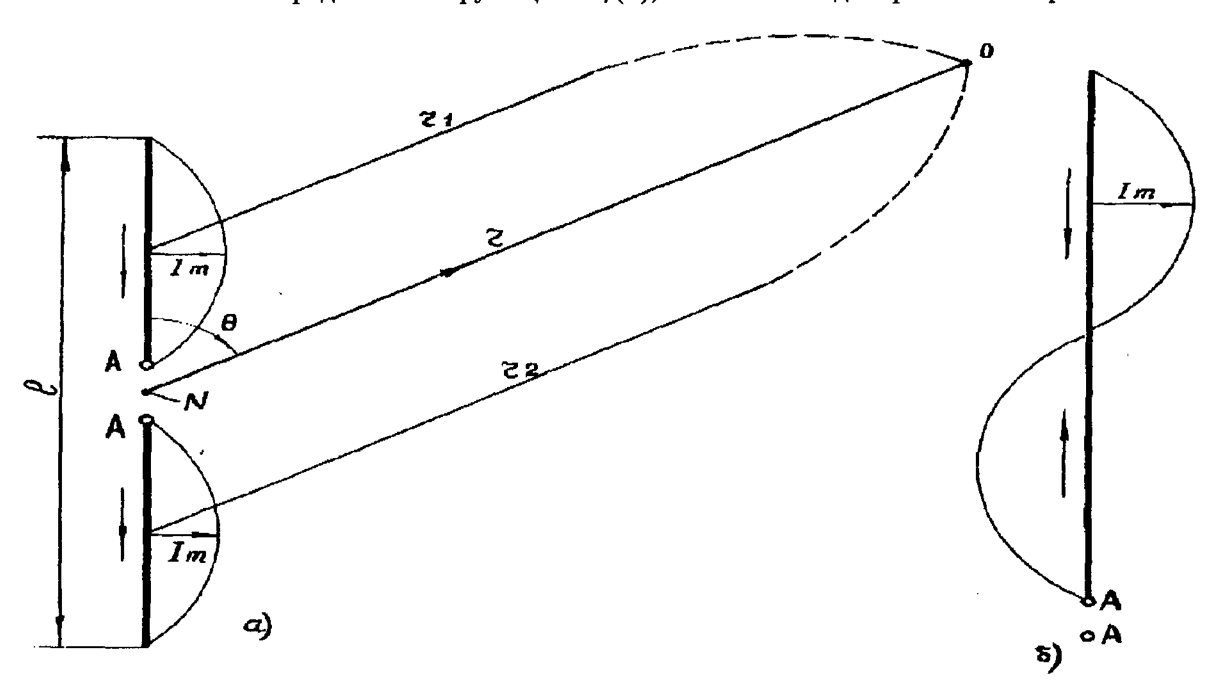


Рис. 2.18. Возбуждение вибратора: *а* - симметричное; *б* - несимметричное

Для дальнейшего анализа достаточно ограничиться рассмотрением только изменения амплитуды напряженности поля

$$E_m = (60I_m/r)f(\theta) \qquad (2.43б)$$

Вид диаграммы направленности различен для разных типов антенны. Для симметричного вибратора диаграмма направленности может быть описана выражением

$$f(\theta) = \left[\cos\left(\frac{\pi l}{\lambda}\cos\theta\right)\right] \Big/ \sin\theta \qquad (2.44)$$

Отношение $\pi l/\lambda$ можно представить в виде $\pi l/\lambda = kl/2$, где k -волновое число.

Для элементарного диполя (диполя Герца)

$$f(\theta) = \sin\theta \qquad (2.45а)$$

На рис.2.19а приведена диаграмма направленности элементарного диполя. Она представляет собой две соприкасающиеся окружности. Ширина диаграммы направленности (по уровню половинной мощности $\theta_{0,5}$ =90°.

Для полуволнового диполя, для которого $l=\lambda/2$, $n=1$, выражение для диаграммы направленности может быть представлено в виде

$$f(\theta) = \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)\right] \Big/ \sin\theta \qquad (2.45б)$$

Диаграмма направленности полуволнового диполя дана сплошной линией на рис. 2.19б. Здесь же для сравнения пунктирной линией дана диаграмма направленности диполя Герца. Ширина диаграммы направленности полуволнового диполя $\theta_{0,5}$=78°. Сравнение обеих

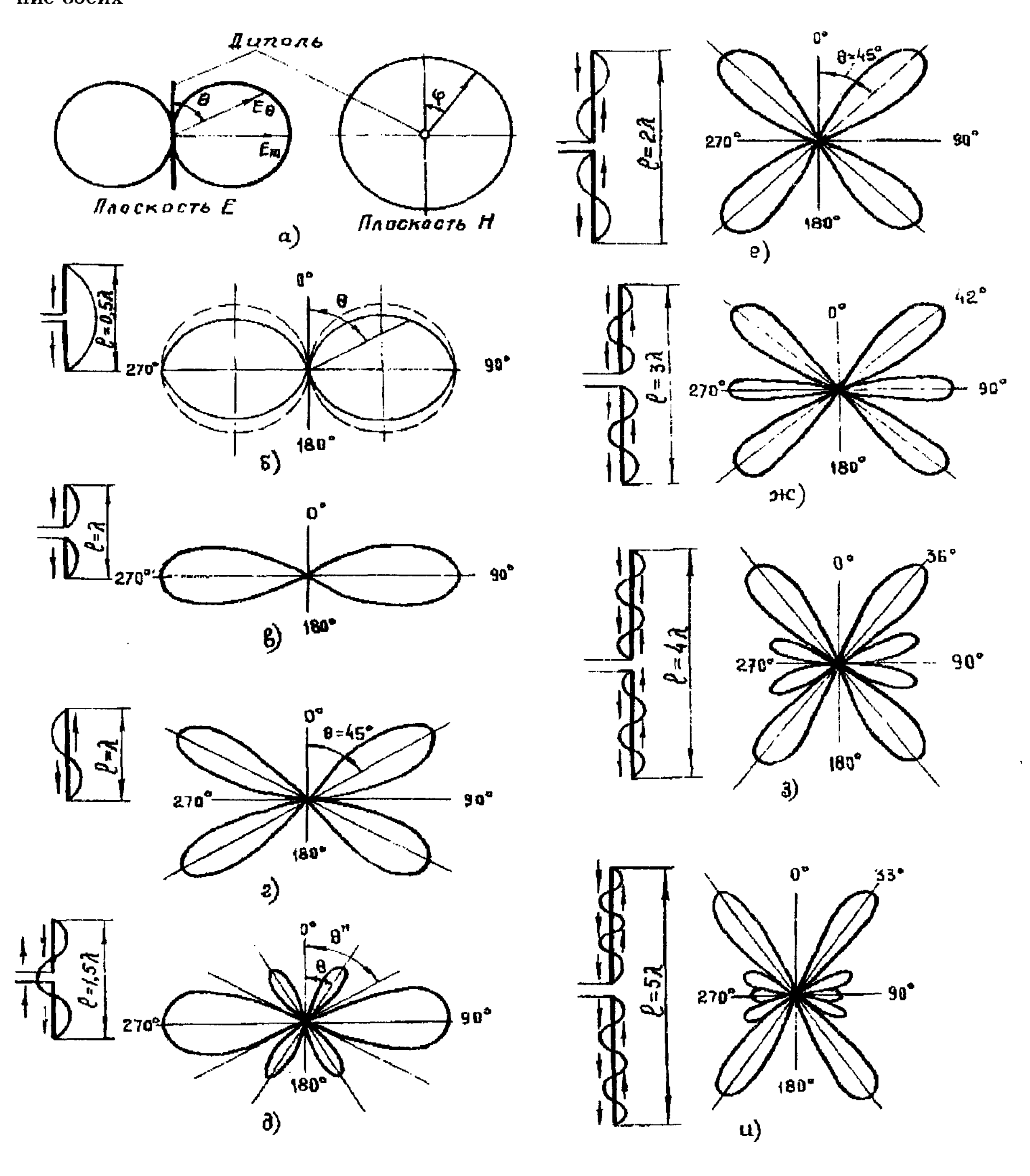


Рис. 2.19. Диаграмма направленности вибраторных антенн:
а - диполь Герца; *в* - волновой вибратор (симметричное возбуждение); *г* - волновой вибратор с длинными от 1,25 λ до 5 λ

диаграмм на этом рисунке показывает, что они достаточно похожи друг на друга. Поэтому на практике для анализа направленных свойств полуволнового диполя вместо формулы 2.45б можно пользоваться формулой (2.45а).

Для волнового симметричного вибратора (l=λ,n=2 выражение для диаграммы направленности имеет вид

$$f(\theta) = \left[1 + \cos(\pi \cos\theta)\right] / \sin\theta \qquad (2.46)$$

На рис. 2.19*в* приведена диаграмма направленности волнового вибратора. Максимальное излучение вибратора приходится на угол $\theta=90°$ $f(90°)=2$. Ширина диаграммы направленности $\theta_{0,5}=47°$.

Из анализа диаграмм направленности полуволнового и волнового вибраторов следует, что в направлении максимального излучения уровни их излучения различны: для полуволнового вибратора $f_{max}(\theta)=1$, и для волнового - $f_{max}(\theta)=2$.

Для удобства сравнения диаграмм направленности различных антенн вводится понятие нормированной диаграммы направленности, которая определяется отношением

$$F(\theta)=f(\theta)/f_{max}(\theta) \qquad (2.47)$$

Для полуволнового диполя $F(\theta)=f(\theta)$, а для волнового - $F(\theta)=0{,}5f(\theta)$.

На рис.2.19*д* изображен вибратор длиной $l=1{,}5\lambda$. В этой части вибратора, длина которой равна $0{,}25\lambda$, фаза тока отличается на π от фазы тока в остальной части вибратора. В этом случае напряженность поля в пределах главного лепестка диаграммы убывает быстрее, чем в диаграмме волнового диполя, и уже для $\theta=\theta''$ $f(\theta'')=0$, при дальнейшем увеличении угла наблюдения $\theta=\theta'$. Отметим, что фаза излучения в направлениях, соответствующих боковому лепестку, отличается на π от фазы излучения в пределах основного лепестка. Если будем и далее увеличивать длину вибратора, то уровень боковых лепестков будет расти, а уровень основного лепестка ($\theta=90°$) - уменьшается. При $l=2\lambda$, боковые лепестки, ориентированные под углом $\theta=54°$ достигают своего максимума, а в направлении $\theta=90°$ $f(\theta)=0$ рис. 2.19е.

Изменение формы диаграммы направленности с дальнейшим ростом длины вибратора показано на рис. 2.19ж,з,и. Анализ приведенных диаграмм показывает, что направление максимального излучения вибраторов соответствует углам, которые уменьшаются с ростом длины вибратора, т.е. с ростом длины вибратор все более интенсивно излучает под небольшими углами к своей оси. Однако надо иметь ввиду, что для всех рассматриваемых антенн в направлении $\theta=0°$ (или $\theta=180°$) $E=0$.

Одновременно с увеличением длины вибратора растет число боковых лепестков в диаграмме направленности. Полезно запомнить следующую зависимость между числом лепестков и длиной вибратора. В пределах одной половины диаграммы направленности ($0°<\theta<180°$) число боковых лепестков равно числу волн, укладывающихся по длине вибратора.

Так, для вибратора длиной $l=3\lambda$ см. (рис. 2.19ж) общее число лепестков диаграммы направленности $N=2\times3=6$ для вибратора с $l=4$ (см. рис. 2.19з) $N=2\times4=8$, а для вибратора с $l=5\lambda$ (см.рис.2.19и) $N=2\times6=10$.

Полезно также запомнить следующую информацию: для вибраторов, длина которых равна четному числу волн, в направлении $\theta=90°$ (или $\theta=270°$ $f(\theta)=0$.

До сих пор анализировались диаграммы направленности вибраторов, имеющих симметричное питание. Обратимся теперь к рассмотрению диаграммы направленности вибраторов, имеющих несимметричное питание. На рис. 2.19*г* приведена диаграмма направленности вибратора с несимметричным питанием длиной $l=\lambda$. Эта диаграмма идентична диаграмме направленности вибратора с симметричным питанием длиной $l=2\lambda$ (см.рис. 2.19е). Такая закономерность сохраняется и для более длинных вибраторов, т.е. диаграмма направленности вибратора с несимметричным питанием длиной $l=\lambda$, 3λ, 5λ, 7λ ... идентична диаграмме направленности вибратора с симметричным питанием длиной $l=2\lambda$, 6λ, 10λ, 14λ,... .

Влияние экрана на поле вибратора. Как правило, вибраторы находятся на небольшом расстоянии от поверхности земли и поэтому ее влиянием нельзя пренебречь при расчете реальной диаграммы направленности антенны. Влияние земли проявляется в виде токов, которые наводятся в ней полем антенны. Распределение токов, наведенных в земле, зависит от типа антенны, высоты подвеса, частоты, а также от электрических свойств земли. Строгий анализ влияния земли провести крайне сложно. Поэтому здесь ограничимся приближенным анализом. Принятые приближения сводятся к следующему: реальная земля заменяется бесконечно протяженным, идеально проводящим плоским экраном.

Если над таким экраном расположить горизонтальный полуволновой диполь, то поле в точке наблюдения P будет обусловлено действием как прямой волны, так и отраженной.

Из так называемых граничных условий вытекает требование, что электрическое поле на поверхности идеального экрана равно нулю. Это означает, что фаза отраженной волны в точке отражения изменяется на 180°. Влияние земли можно заменить действием мнимого вибратора, расположенного по другую сторону экрана зеркально относительно действительного вибратора, причем фаза возбуждения мнимого вибратора будет отличаться от фазы возбуждения реального вибратора на 180°.

Таким образом, вибратор над идеальным экраном можно рассматривать как антенную систему, содержащую два вибратора, разнесенных на расстояние $2h$ и возбужденных противофазно.

В случае, когда вибратор установлен наклонно относительно земли, его зеркальное изображение будет также наклонно. Для анализа многочисленных различных случаев наклонно расположенных над землей вибраторов достаточно ограничиться лишь двумя основными вариантами: горизонтальный и вертикальный способы расположения вибраторов. Остальные варианты легко анализируются исходя из двух основных.

Горизонтальный диполь. Система в виде горизонтального вибратора ,расположенного над экраном, обладает следующими свойства.

1. Система излучает сферическую волну фазовый центр которой находится в точке A_0 см.рис.2.20, находящейся посередине между вибратором и его зеркальным изображением.

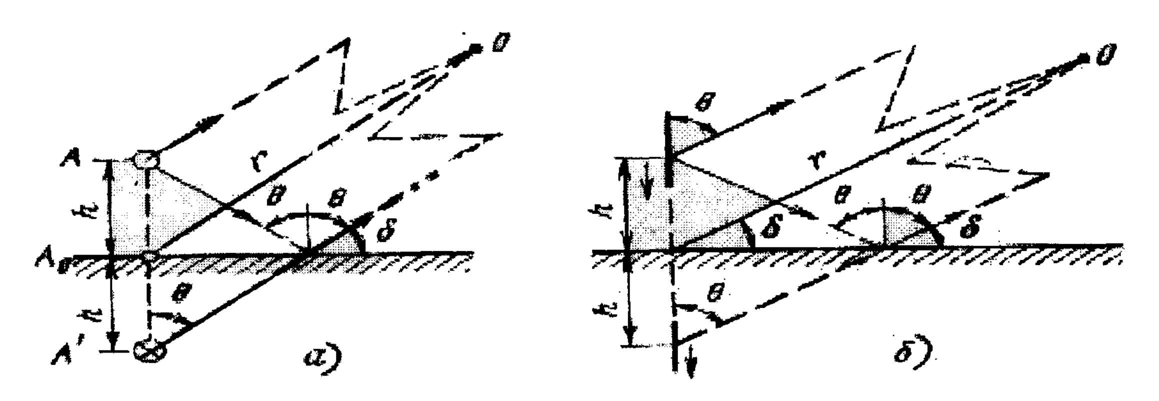


Рис. 2.20. Прямая и отраженная волны:
а - для горизонтального; *б* - для вертикального диполя

2. В каждой точке, отстоящей от точки A_0 на расстояние от фазового центра, фаза излученной волны одинакова и не зависит от полярной координаты точки наблюдения.

3.Амплитуда напряженности электрического поля E_m обратно пропорциональна расстоянию r.

4. Амплитуда напряженности результирующего поля E_m зависит как от напряженности поля E_0 одиночного вибратора, так и от множителя комбинирования f (δ):

$$E_m = E_0 f(\delta) = E_0 2\sin(kh \sin\delta) \qquad (2.48)$$

Отсчет угла δ производится от плоскости экрана см. рис. 2.20*б*, для которого δ=0°.

5.Напряженность электрического поля E на поверхности экрана не зависит от высоты подвеса вибратора и везде равна нулю.

6. Так как амплитуда падающей $E_{пад}$ и отраженной $E_{отр}$ волн равны между собой (экран идеально проводящий), то максимальное значение результирующего поля $E_{max}=2E_0$, а минимальное значение $E_{min}=0$.

На рис. 2.21 приведены графики изменения углового положения нижних и боковых лепестков диаграммы направленности вибратора в зависимости от высоты его подвеса над экраном.

На самом деле землю нельзя считать идеальным экраном. Реальная проводимость земли σ конечна, кроме того, ее диэлектрическая проницаемость ε также конечна. В связи с этим амплитуда отраженной волны $E_{отр}$ меньше амплитуды падающей $E_{пад}$, т.е. $E_{отр}<E_{пад}$, поэтому амплитуда результирующей волны не достигает максимального значения:

$E_{p\ max} \neq 2E_{пад}$, а минимальное значение амплитуды результирующей волны не равно нулю.

На рис. 2.22 приведены графики, показывающие реальное влияние земли на диаграмму направленности горизонтального вибратора (пунктирная линия), здесь же для сравнения приведена диаграмма направленности горизонтального вибратора над идеальным экраном (для той же высоты подвеса h=1,5λ). Так как ослабление отраженной волны зависит от угла падения δ, то меньшему влиянию подвержена диаграмма направленности при малых δ. Для больших δ, для которых амплитуда отраженной волны минимальна, наблюдается сильное заплывание нулей диаграммы.

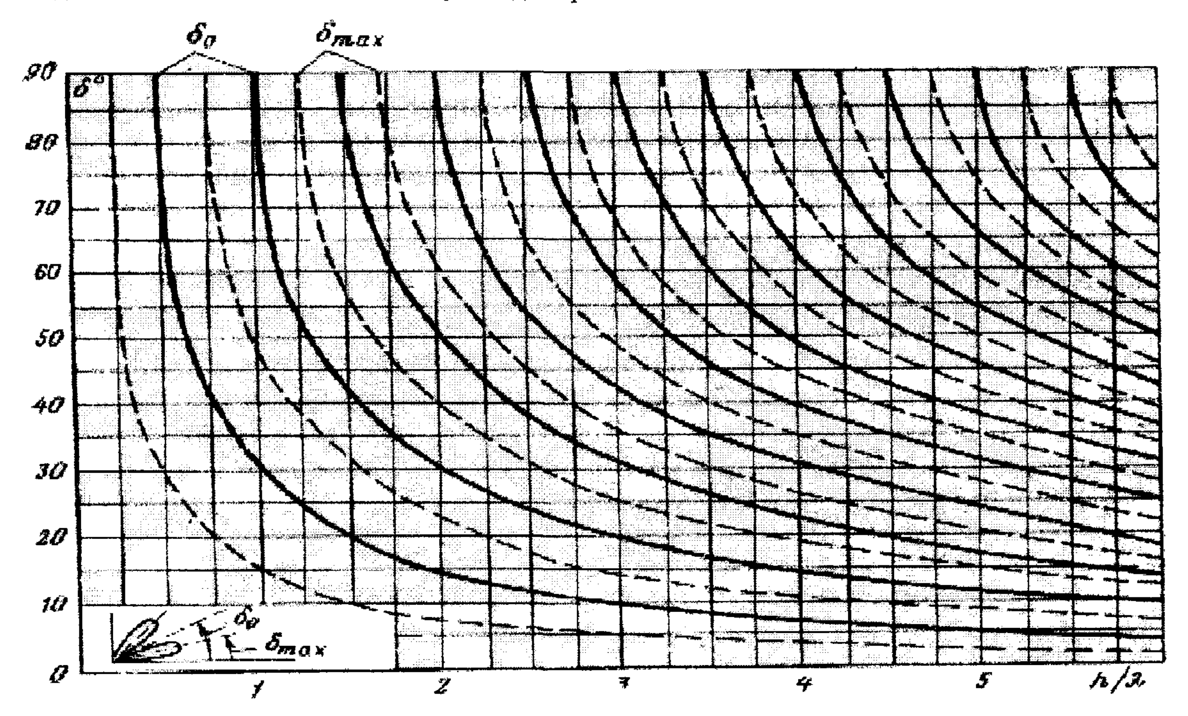


Рис. 2.21. Графики изменения углового положения боковых лепестков диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора, расположенного над экраном, в зависимости от высоты подвеса h/λ (δm, δo - угловая ориентация соответственно максимума лепестка и нуля диаграммы направленности). Для вертикального вибратора необходимо δm и δo поменять местами

Пример. Диполь расположен на высоте h=15 м над землей. Если диполь излучает волну длиной λ=80 м, то h/λ=15/80=0,188λ. Результирующая диаграмма направленности имеет один лепесток, максимум излучения которого ориентирован под углом δ=90°.

Если тот же самый диполь излучает волну длиной λ=10 м, то h/λ=15/10=1,5λ. В этом случае в результирующей диаграмме направленности наблюдается три лепестка, максимумы которых ориентированы под углами δ_{max}=10°, 30°, 60°. В направлении углов δ=20°,42° и 90° уровень результирующей диаграммы направленности равен нулю.

Вертикальный диполь. Система, представляющая собой вибратор, расположенный перпендикулярно к проводящей плоскости, обладает следующими свойствами.

1. Вибратор имеет свойства сферического излучателя.

2. Из-за того, что фазы возбуждения основного вибратора и его зеркального изображения совпадают, максимум диаграммы направленности ориентирован вдоль плоскости экрана.

3. Диаграммы направленности данной системы в горизонтальной плоскости представляют собой окружности. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости может иметь двух- или многолепестковую структуру.

4. Увеличение высоты подвеса вибратора над экраном приводит к увеличению числа боковых лепестков.

5.Амплитуда напряженности поля E_m такой системы определяется как диаграммой направленности самого вибратора, так и множителем комбинирования:

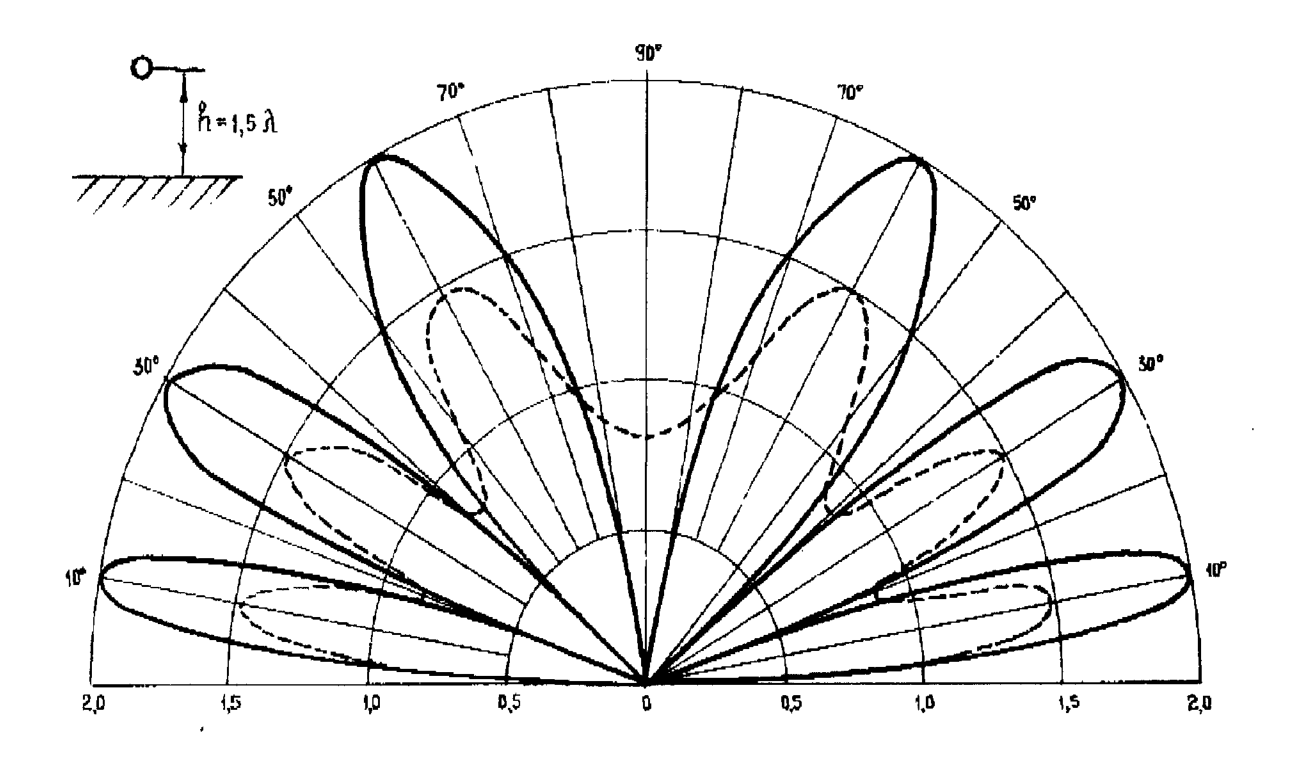


Рис. 2.22. Влияние реальной земли на диаграмму направленности горизонтального вибратора: ______________ идеальный экран, ------------- реальная земля

$$E_m = \frac{60I_m}{r} f(\theta)f(\delta) = \frac{60I_m}{r} \frac{\left[\cos\left(\frac{\pi l}{r}\sin\delta\right) - \cos(\pi l/\lambda)\right]}{\cos\delta} \times 2\cos(khsin\,\delta) \qquad (2.49)$$

6. Ослабление отраженной вертикально поляризованной волны, зависящее от проводимости δ почвы и ее диэлектрической проницаемости ε_r, сильно увеличивается с уменьшением угла δ. Поэтому приземная волна, т.е. волна, распространяющаяся вдоль поверхности земли, оказывается сильно ослабленной. По той же причине , ближний к земле максимум реальной диаграммы направленности, положение которого определяется параметрами δ и ε_r почвы, меньше по уровню, чем в случае идеального экрана.

Полуволновой вертикальный диполь редко используется в радиолюбительской практике. Обычно используется несимметричный вертикальный вибратор , длина которого l лежит в пределах $\lambda/8 \le l \le 2\lambda$.

Характеристики излучения системы диполей. Ранее мы рассматривали излучающую систему, состоящую из диполя, расположенного на высоте h над экраном, как систему из двух диполей, разнесенных между собой на расстояние $2h$. Два таких диполя заменим одним излучателем сферической волны, направленные свойства которого определяются формулам и (2.48) и (2.49) в зависимости от ориентации диполя.

Выпишем эту же формулу в более общем виде:

$$E=(60Im/r)\, f(\theta)\, fk(\theta) \qquad (2.50)$$

где $f(\theta)$ - диаграмма направленности одиночного диполя: $fk(\theta)$ - множитель комбинирования.

Если число излучателей больше двух, например четыре (рис.2.23), то каждую пару диполей можно заменить одним, а затем еще вдвое сократить число диполей доведя их число до одного. При такой процедуре множитель комбинирования используется двукратно. Очевидно, что такой же прием можно провести для любого числа излучателей.

Следовательно, диаграмма направленности антенной системы, состоящей из набора отдельных излучателей (не обязательно диполей) может быть представлена в виде произведения, одним из сомножителей которого является диаграмма направленности одиночного излучателя $f(\theta)$, а другим - множитель комбинирования системы излучателей $f_k(\theta)$.

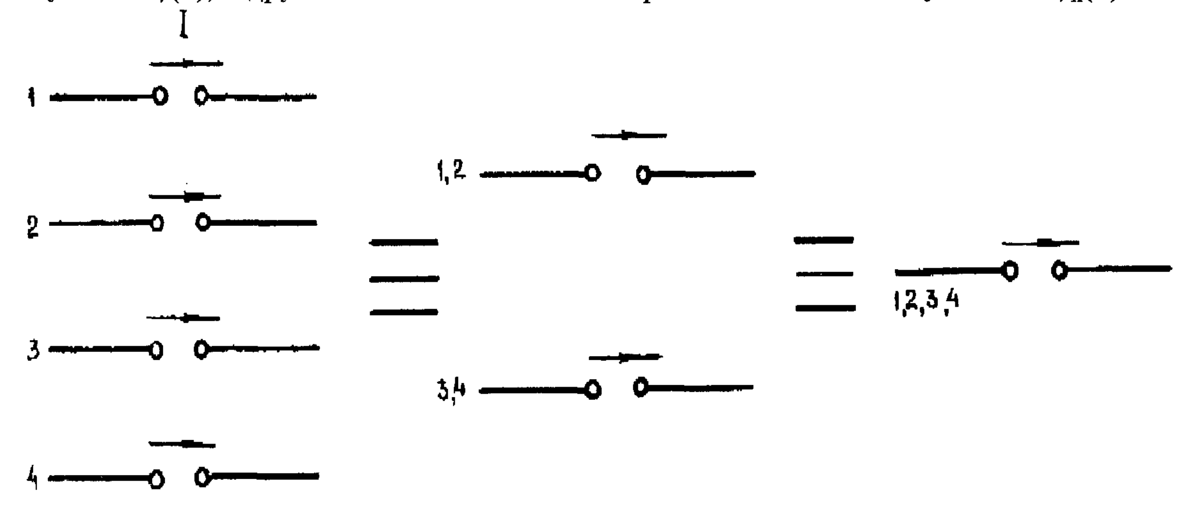


Рис. 2.23. Система из четырех диполей сводится к одному излучателю, диаграмма направленности которого определяется перемножением диаграммы направленности одиночного диполя на множитель комбинирования системы

Как правило, диаграмма направленности одиночного излучателя $f(\theta)$ намного больше, чем ширина диаграммы множителя комбинирования $f_k(\theta)$. Поэтому при анализе допускается замена $f(\theta)$=const, т.е. предполагается изотропность элемента. Такое предположение в ряде случаев значительно упрощает анализ сложных антенных систем, содержащих большое число излучателей, которые нашли широкое применение в различных радиоустройствах. Например, в радиолокационных устройствах, используются антенны, содержащие систему (решетку) излучателей, которая позволяет осуществить быстрое электрическое перемещение (сканирование) диаграммы направленности антенны в заданном секторе обзора, Кроме того, принятое допущение значительно упрощает расчет антенных систем, содержащих решетку излучателей с требуемыми (заранее заданными) характеристиками излучения (например, с пониженным уровнем бокового излучения, с заданной формой основного лепестка и т.п.). Более подробно этот вопрос будет изложен позднее.

Распределение тока в вибраторных антеннах. Распределение тока и напряжения вдоль вибратора зависит как от длины вибратора (рис.2.24а), так и от способа его возбуждения (рис. 2.24б). В бесконечно тонких вибраторах ток на его внешних торцах равен нулю. Предполагая, что вибратор выполнено бесконечно тонким и идеально проводящим получим, что распределение тока по длине вибратора синусоидальное. Для реальных вибраторов, для которых отношение длины l к толщине провода d $l/d \geq 60$, предположение о синусоидальном распределении тока по длине вибратора достаточно близко к истине. В свою очередь , это предположение позволяет получить достаточно простые соотношения для анализа параметров вибратора.

При использовании проводов большего диаметра, когда $l/d<60$ (что на практике имеет место в диапазоне частот 432...1300 Мгц), уже нельзя полагать, что ток на конце вибратора равен нулю, т.к. он протекает и по торцам вибратора (рис. 2.25б). Но и в этом случае распределение тока по длине вибратора достаточно близко к синусоидальному. Однако в этом случае ток на концах вибратора имеет конечную величину (рис. 2.25в). Этот эффект в определенной степени аналогичен увеличению емкости на концах вибратора. В ряде случаев, когда требуется получить распределение тока по длине вибратора близкое к равномерному, емкость торцов искусственно увеличивают.

Достаточно часто в радиолюбительских антеннах используются полуволновые диполи. Входное сопротивление полуволнового диполя $R_A=R_п+R_{изл}$. При малых значениях потерь, т.е. при $R_п=0$, это выражение упрощается и переписывается в виде $R_A=R_{изл}$, т.е. вход-

ное сопротивление определяется только сопротивлением излучения. Для рассматриваемого диполя

$Z_{изл} = R_{изл} + i\, X_{изл} = 73{,}13 + i\, 42{,}54$ Ом (2.51)

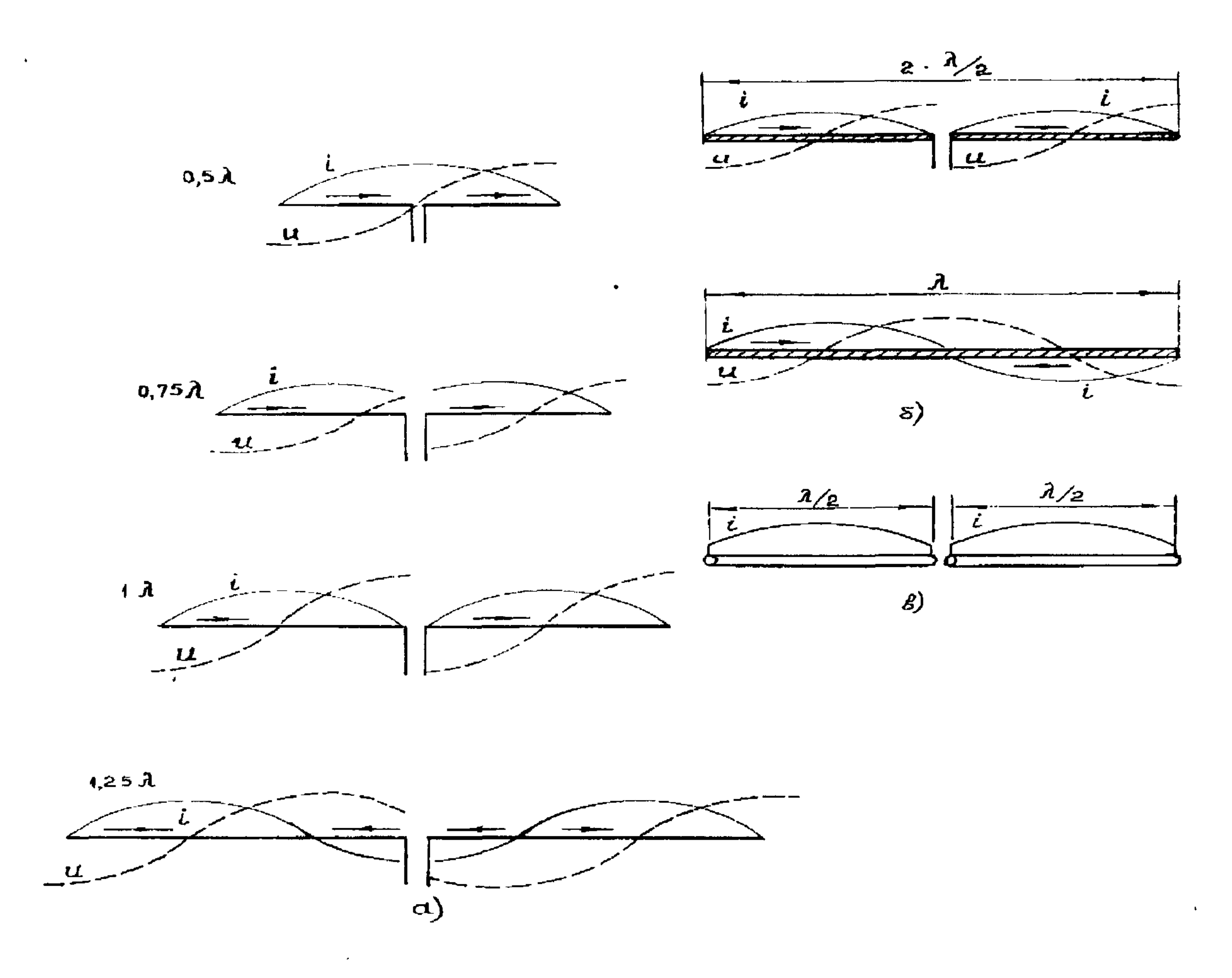


Рис. 2.24. распределение тока напряжения в диполе:
а - при различных длинах диполя; *б* - при различных способах возбуждения волнового диполя; *в* - влияние торцевой емкости

Приведенная формула означает, что диполь, физическая длина которого $l=\lambda/2$, не является резонансным. Это явление обусловлено изменением скорости распространения волны вдоль диполя, а также влиянием торцевых эффектов. Если мы хотим получить резонансный полуволновый диполь, то необходимо его несколько укоротить и, таким образом, скомпенсировать реактивное сопротивление X=42,45 Ом.

На рис.2.25в показано распределение тока укороченного полуволнового вибратора с учетом емкостного эффекта торцов вибратора. На рис. 2.25г приведена эквивалентная схема вибратора. Емкость C включает в себя и торцовые емкости вибратора. Длина отрезка, на которой необходимо укоротить вибратор, чтобы он стал резонансным, зависит от отношения d/l, где d - диаметр вибратора. Одновременно с уменьшением реактивной составляющей сопротивления X укорочение вибратора приводит к уменьшению $R_{изл}$. На рис.2.26 приведена зависимость $R_{изл}$ (d/λ). Физическая длина $l_ф$, при которой наступает резонанс вибратора, зависит от коэффициента укорочения:

$l_ф = K\, \lambda/2$.

Способы определения коэффициента укорочения K достаточно сложны и поэтому здесь их не будем касаться, а только ограничимся информацией, касающейся значений коэффициентов (рис.2.26), а также графиками (рис.2.27) изменения коэффициента укорочения K от отношения λ/d для полуволнового и волнового диполей.

Для вибраторов, применяемых в диапазоне КВ, коэффициент укорочения определяется емкостью между вибратором и изоляторам крепления, а также емкостью между вибратором и землей.

Если точное значение коэффициента укорочения вибратора не известно, то его можно принять равным K=0,95.

Волновое сопротивление вибратора можно определить соотношением

$$R_о=120[\ln(l/d)-1] \qquad (2.52)$$

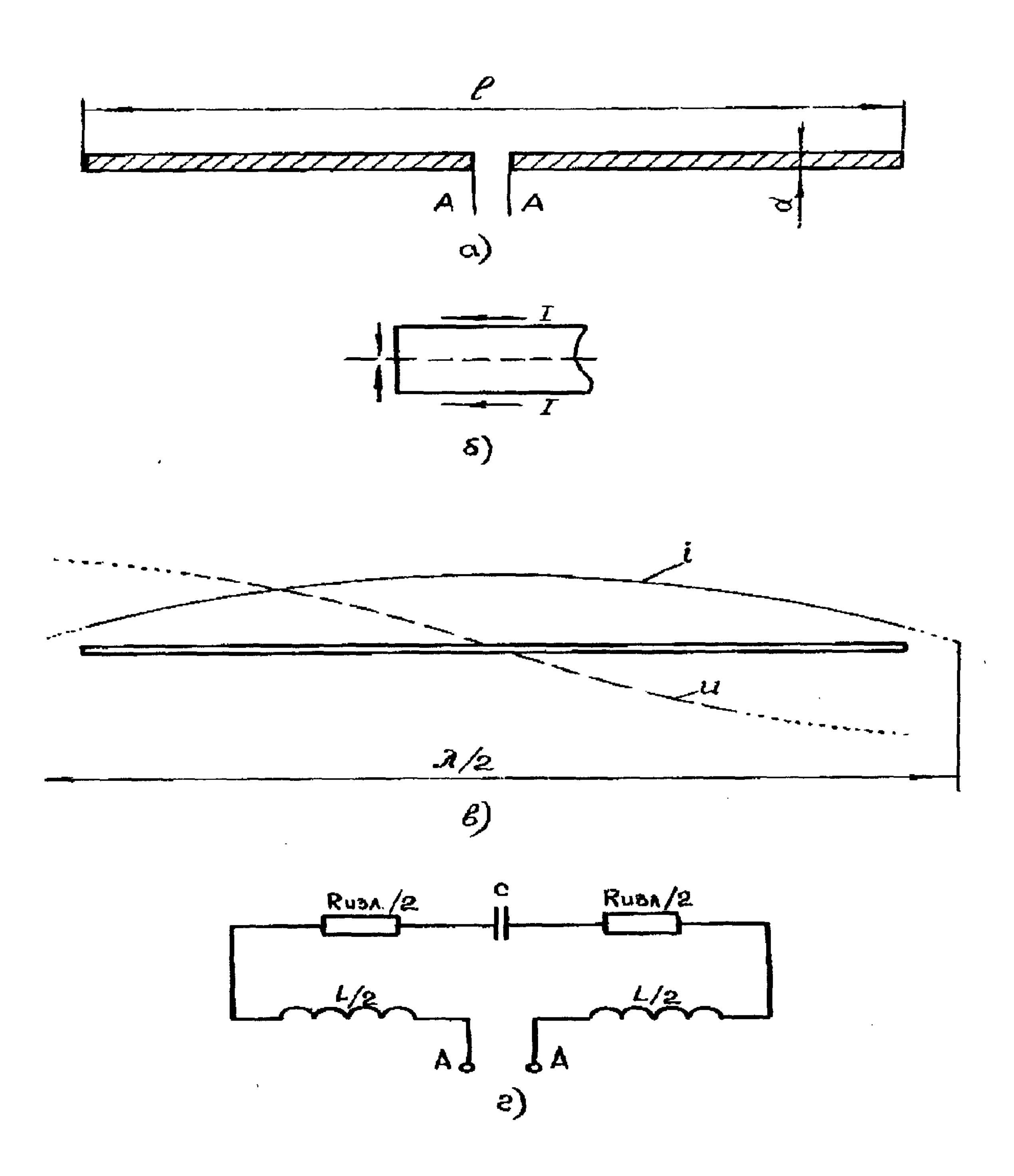


Рис. 2.25. Полуволновой диполь с малым отношением d/λ:
а - основные геометрические размеры; *б*- торцевой ток диполя; *в* - распределение тока и напряжения; *г* - эквивалентная схема

Зависимость $R_о(\lambda/d)$ приведена на рис.2.28.

Входное сопротивление антенны при условии, что сопротивление потерь $R_{п}$=0) зависит от сопротивления излучения, длины антенны и отношения d/λ. На рис. 2.27 приведен график изменения сопротивления излучения полуволнового диполя в зависимости от отношения λ/d. На рис. 2.28 приведены графики изменения сопротивления излучения в зависимости от электрической длины вибратора.

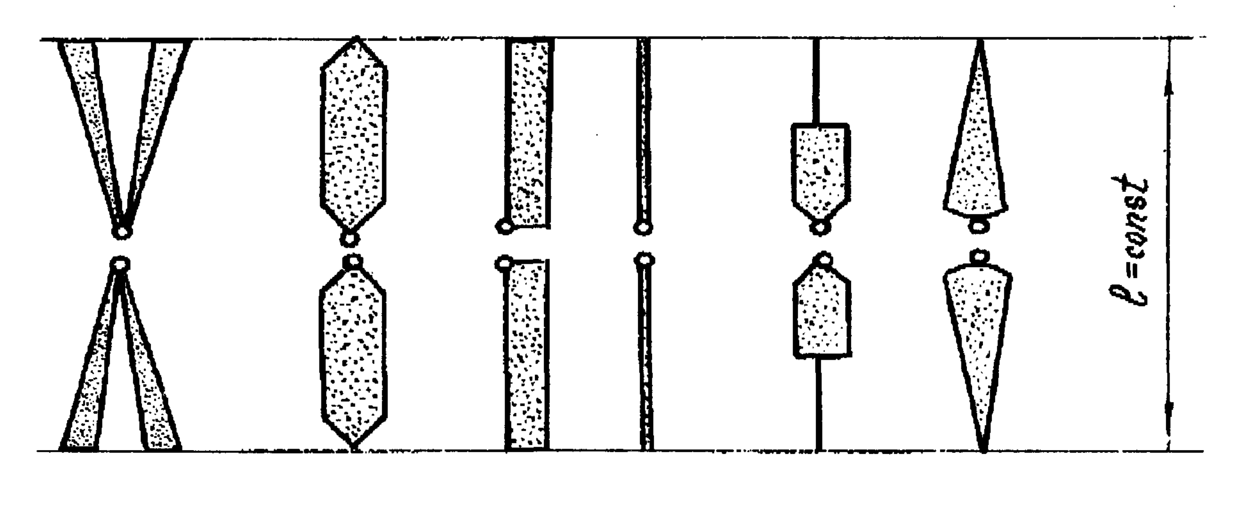


Рис. 2.26. Значение коэффициента укорочения *К* для диполей различной конфигурации

Рис. 2.27. Зависимость коэффициента укорочения *К* от отношения λ/d;
а - для полуволнового, *б* - для волнового диполя

При изменении частоты кроме активного сопротивления R_A появляется и реактивное сопротивление антенны X_A и , следовательно, входное сопротивление антенны носит комплексный характер. Незначительное изменение частоты или длины диполя в первую очередь сказывается на изменении реактивной составляющей сопротивления вибратора и лишь во вторую очередь - на изменении активной составляющей Z_A .

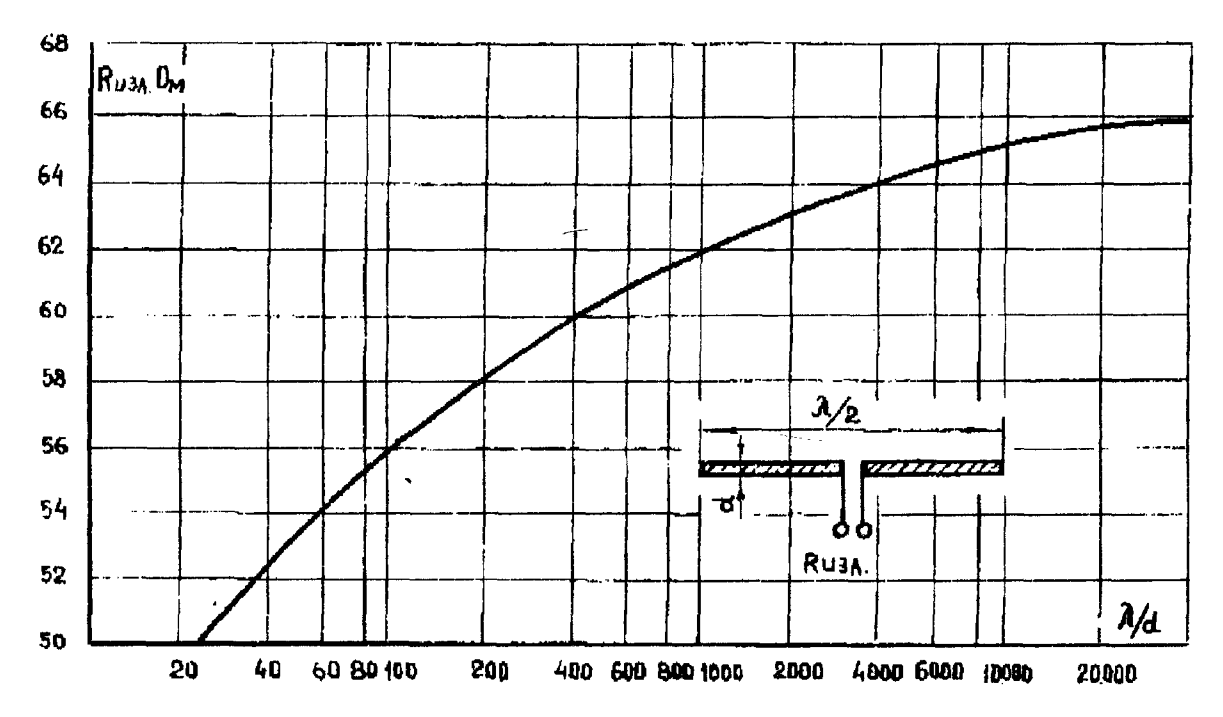


Рис. 2.28. Зависимость сопротивления излучения $R_{изл}$ полуволнового диполя от отношения λ/d

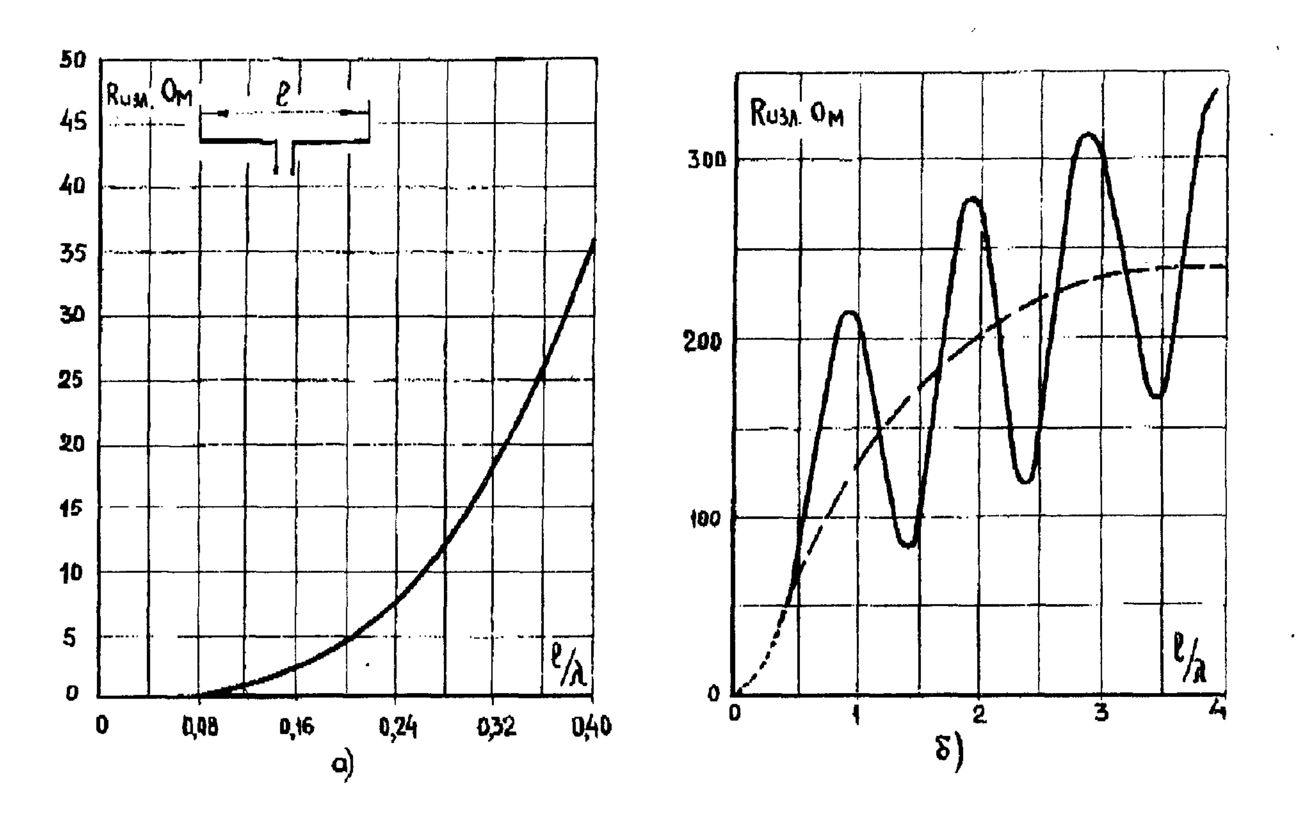


Рис. 2.29. Зависимость сопротивления излучения вибратора от его электрической длины l/λ:
а - для l/λ 0,4; *б* - для больших значений l/λ

Увеличение длины полуволнового диполя приводит к резонансу, при котором резко возрастает входное сопротивление. При дальнейшем увеличении длины диполя входное сопротивление уменьшается. На рис. 2.30 дана диаграмма входного сопротивления диполя в зависимости от его электрической длины. Входное сопротивление симметрично воз-

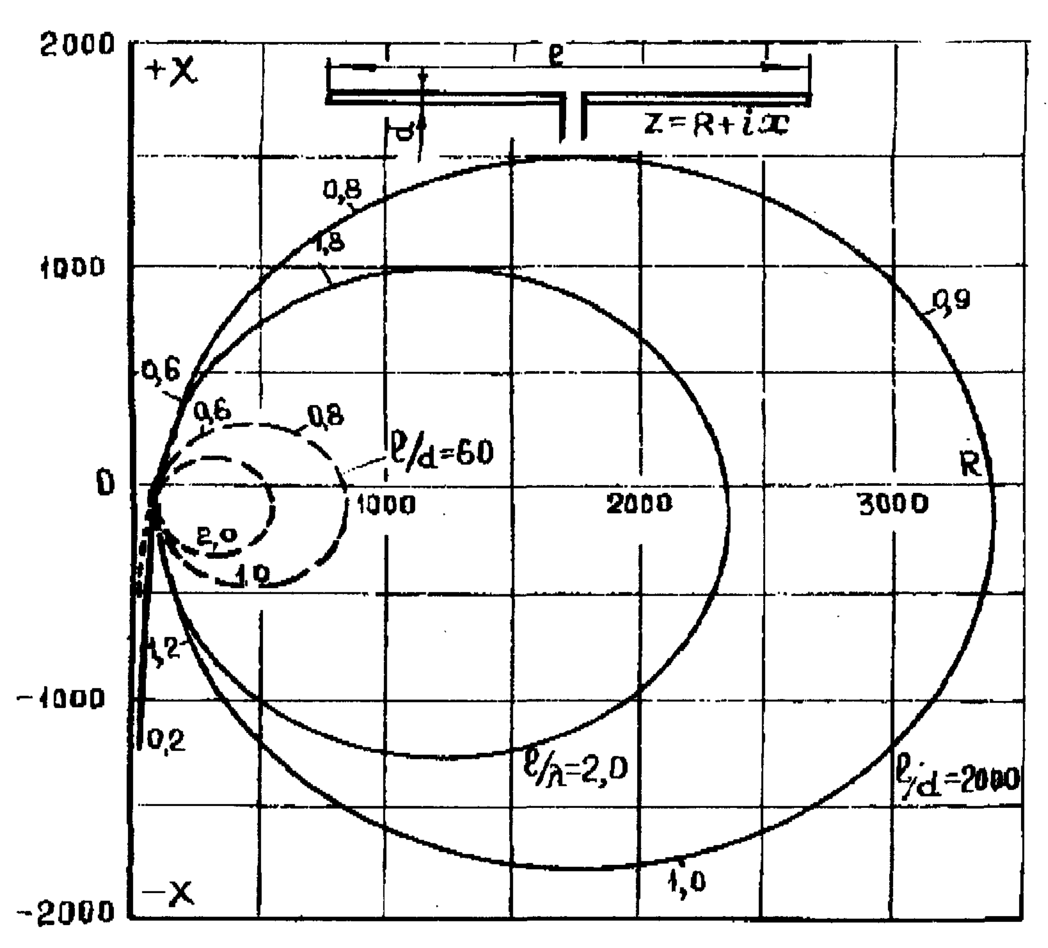


Рис. 2.30. Зависимость диаграммы входного сопротивления диполя от его электрической длины при двух значениях отношения l/d:
---------- l/d=2000, _ _ _ _ _ _ для l/d=60

бужденного вибратора, длина которого $l \le \lambda/2$ может быть определено по формуле

$$Z_A = R_A + iX_A = R(kl) - i[R_0 ctg(kl/2) - X(kl)]. \quad (2.53)$$

Значения входящих в формулу (2.53) функций $R(kl)$ и $X(kl)$ могут быть определены по графикам, приведенным на рис. 2.31.

Рис. 2.31. Графики функций $R(kl)$ и $X(kl)$, входящих в формулу (2.53)

Диапазонные свойства вибраторных антенн. Широкополосные вибраторы. Полуволновый вибратор вблизи резонансной частоты сохраняет резонансные свойства, как обычный резонансный контур. При изменении частоты одновременно изменяются входное сопротивление, диаграмма направленности и усиление вибратора. Вспомним, что граничные частоты резонансного контура определяются из условия уменьшения напряжения на контуре на 3дБ. Можно ввести граничные частоты, определяющие полосу вибратора из условия уменьшения усиления вибратора на 3дБ. Однако такая полоса будет очень велика и в ней

входное сопротивление вибратора будет изменяться в очень широких пределах. Поэтому диапазонные свойства вибраторных антенн можно определить по критерию изменения характеристик излучения или как это обычно делают, по критерию согласования вибратора с линией питания.

Наибольшее влияние на согласование вибраторных антенн оказывают диапазонные свойства самого вибратора. Введем понятие *добротности Q вибраторной антенны*, аналогичное добротности резонансного контура. Кроме того, оговорим допустимое значение коэффициента стоячей волны $K_{стU}$. Тогда ширина диапазона B полуволнового вибратора

$$B = \frac{K_{стU} - 1}{\sqrt{K_{стU}}} \frac{f_{рез}}{Q} \qquad (2.54а)$$

Подставляя допустимое значение $K_{стU}$=2,0 в (2.54а), получаем

$$B=0{,}71\ f_{рез.}/Q \qquad (2.54б)$$

Таблица 2.2.2

Значения относительной рабочей полосы вибраторных антенн для диапазонов КВ и УКВ

Длина волны, м	80	40	20	15	10	2	0,7	0,3
Относительная рабочая полоса $(f_{max}-f_{min})/f$	**0,082**	**0,041**	**0,025**	**0,021**	**0,059**	**0,014**	**0,023**	**0,06**
λ/d	**3×10⁴**	**1,5×10⁴**	**7×10³**	**5×10³**	**4×10³**	**3×10²**	**10²**	**40**
b=B/f	**0,035**	**0,040**	**0,042**	**0,044**	**0,045**	**0,072**	**0,10**	**1,04**

для вибраторных антенн, выполненных для диапазона для диапазона КВ из провода диаметром 2,6 мм и для диапазона УКВ из т рубки диаметром 6мм.

Для увеличения широкополосности вибратора можно увеличить его диаметр. Однако создание вибратора большого диаметра из сплошного металла приводит к увеличению его массы и стоимости. Поэтому на практике используют вибраторы, имеющие большой эквивалентный диаметр или периметр поперечного сечения. Это достигается использованием вибраторов, состоящих из отдельных проводов (рис. 2.32*а,б*). Антенна, показанная на рис. 2.32*б*, получила название *диполя Надененко*. Эквивалентный диаметр диполя Надененко, состоящего из n проводов диаметра d,

$$D_{экв} = D\sqrt[n]{nd/D} \qquad (2.55а)$$

Для такой антенны волновое сопротивление можно рассчитать по формуле 2.52, подставляя вместо D значение $D_{экв}$ из формулы (2.55а). Цилиндрический вибратор можно заменить плоским, имеющим ширину L и состоящим из того же числа n плоских проводов. На рис.2.32*в* приведен график зависимости L/D от числа проводов. Входное сопротивление таких антенн можно определить, используя график на рис. 2.28.

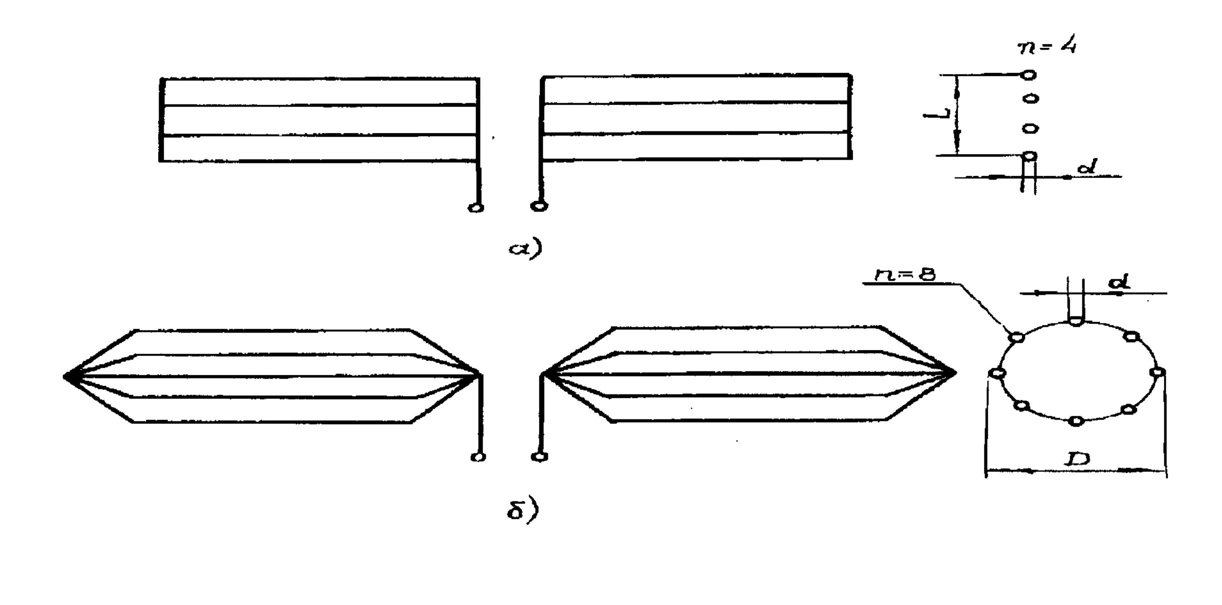
Следует отметить, что для цилиндрических вибраторов, которые имеют на торцах конусные нарезки, результаты расчета входных сопротивлений несколько отличаются.

На рис. 2.33*а, б* и в приведены варианты так называемой мотыльковой антенны, которые находят применение в качестве широкополосных телевизионных антенн. На рис.2.33*г* и *д* приведены графики изменения входного сопротивления таких антенн в зависимости от угла раскрыва.

Длина l вибраторов таких антенн превышает $\lambda/2$. Поэтому их входное сопротивление носит комплексный характер, причем оно достаточно велико и позволяет получить хорошее согласование с симметричными линиями питания, имеющими волновое сопротивление 240...300 Ом.

На рис. 2.34а приведен другой вариант исполнения широкополосного вибратора, называемого петлевым вибратором. График распределения тока и напряжения в петлевом

вибраторе приведен на рис. 2.34б. Из анализа этого рисунка следует, что петлевой вибратор



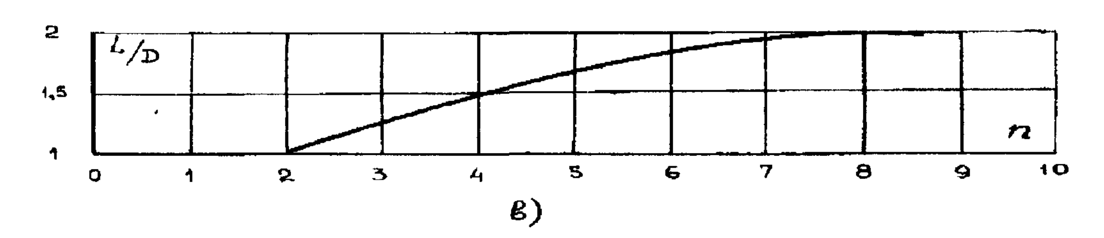


Рис. 2.32. Широкополосные вибраторы:
а - плоский вибратор, состоящий из четырех проводов; *б* - цилиндрический вибратор (диполь Наденко); *в* - график для перерасчета размеров плоского и цилиндрического вибраторов в зависимости от числа проводов *n*

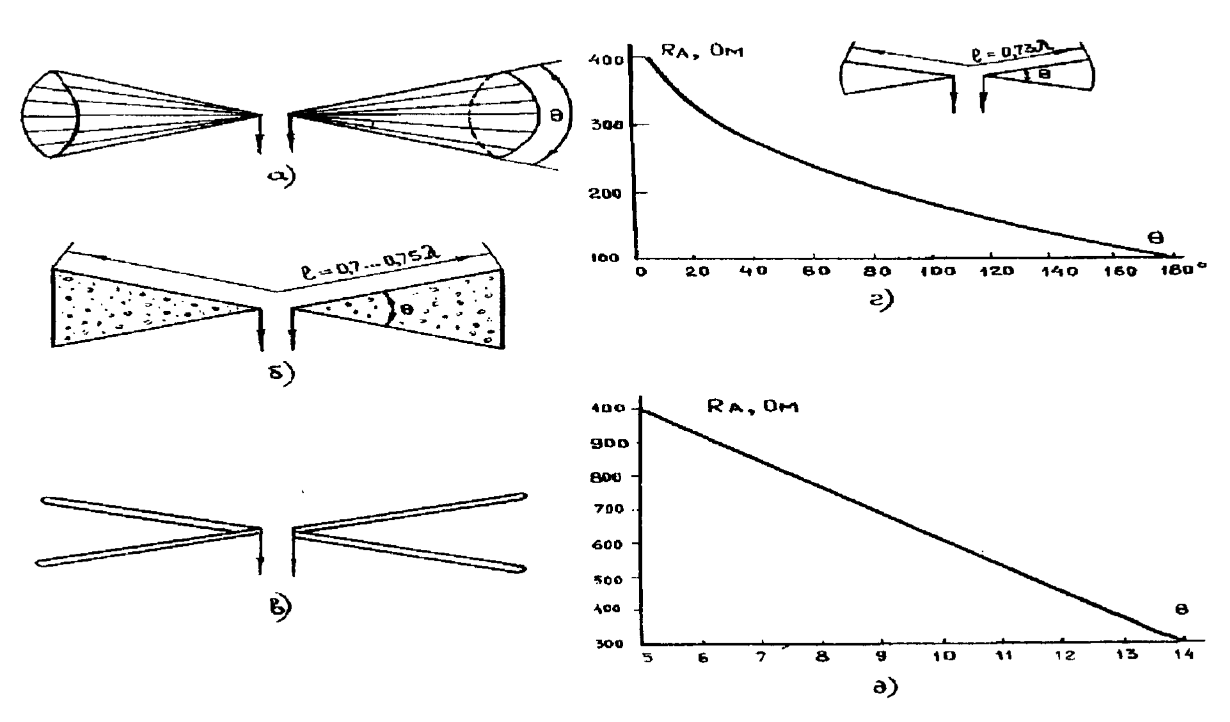


Рис. 2.33. Мотыльковые антенны:
а - конусная антенна, выполненная в виде набора проводов; *б* - антенна, выполненная из перфорированного железа; *в* - антенна, выполненная из согнутой проволоки; *г*, *д* - графики изменения входного сопротивления для больших и малых значений углов θ соответственно

подобен плоскому вибратору с большей эквивалентной шириной:

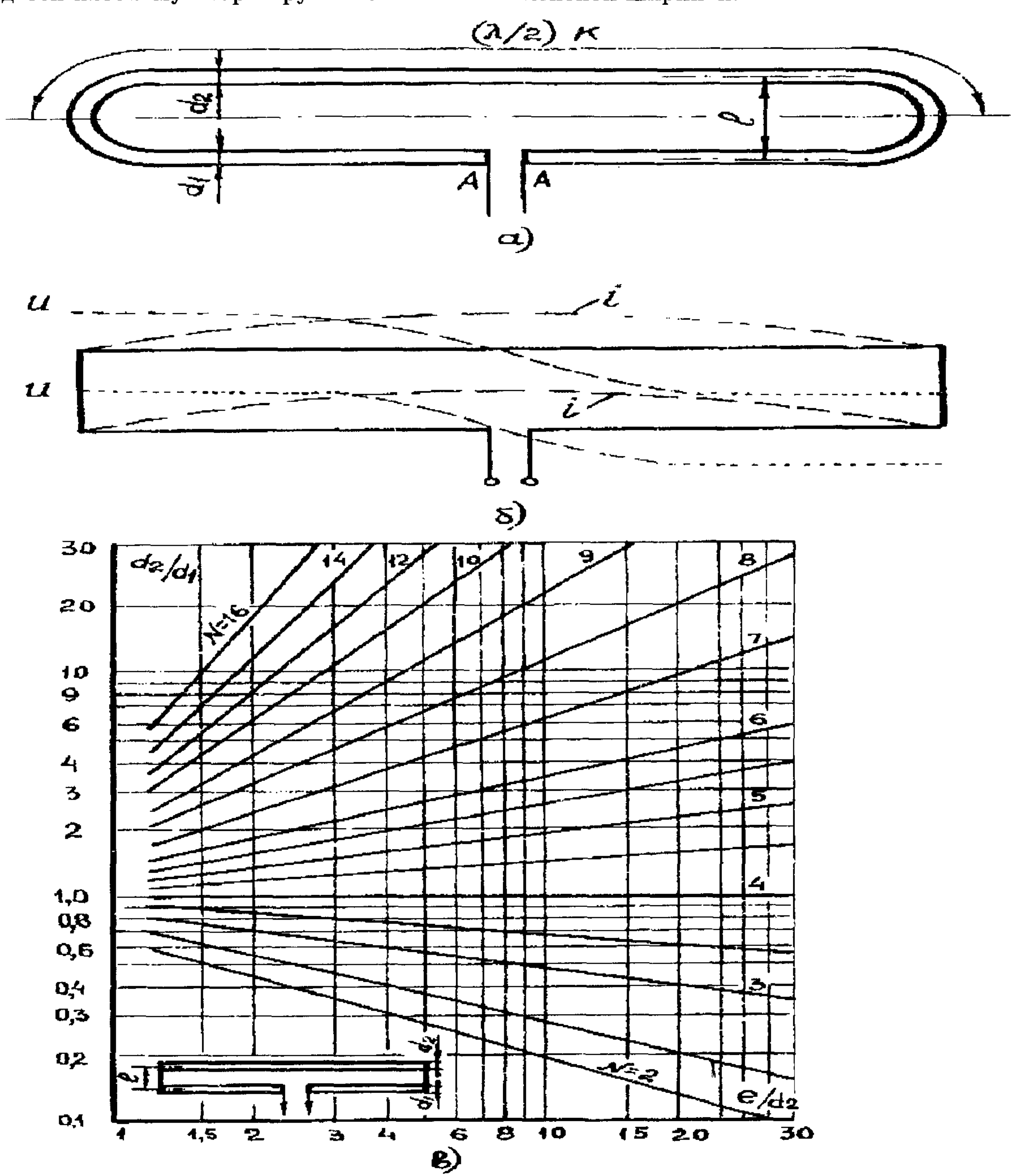


Рис. 2.34. Петлевой вибратор:
а - основные геометрические размеры; *б* - распределение тока и напряжения; *в* - графики для определения коэффициента трансформации *N*

$$d_{экв} = \sqrt{de} \qquad (2.55б)$$

где d - толщина провода, e - расстояние между проводами.

Волновое сопротивление петлевого вибратора рассчитывается по формуле (2.52), где вместо D подставляется $d_{экв}$, определяемое по формуле (2.55б).

Входное сопротивление петлевого вибратора примерно в 4 раза больше аналогичного параметра простого линейного диполя и обычно $R_{вх}$=240...300 Ом. Для более точного расчета можно воспользоваться формулой

$$R_{вх.п.в.} = N_1 R_{вх.л.в}. \qquad (2.56)$$

где $R_{вх.п.в}$. - выходное сопротивление петлевого вибратора,

$R_{вх.л.в}$ - входное сопротивление линейного вибратора, N_1 - коэффициент трансформации, определяемый по формуле:

$$N_1 = \left[\lg\,(4e^2 / d_1 d_2) / \lg(2e / d_2)\right]^2 \qquad (2.57)$$

Геометрические размеры петлевого вибратора d_1 ,d_2 , и e обозначены на рис.2.34*а*.

На рис2.34*в* приведены результаты расчета N_1 в зависимости от d_2/d_1 и e/d_2. Из этих графиков в частности, следует, что если $d_2 > d_1$, то $N_1 > 4$, а если $d_2 < d_1$, то $N_1 < 4$.

Еще большее значение коэффициента трансформации N можно получить, используя конфигурацию петлевого вибратора, показанную на рис. 2.35.

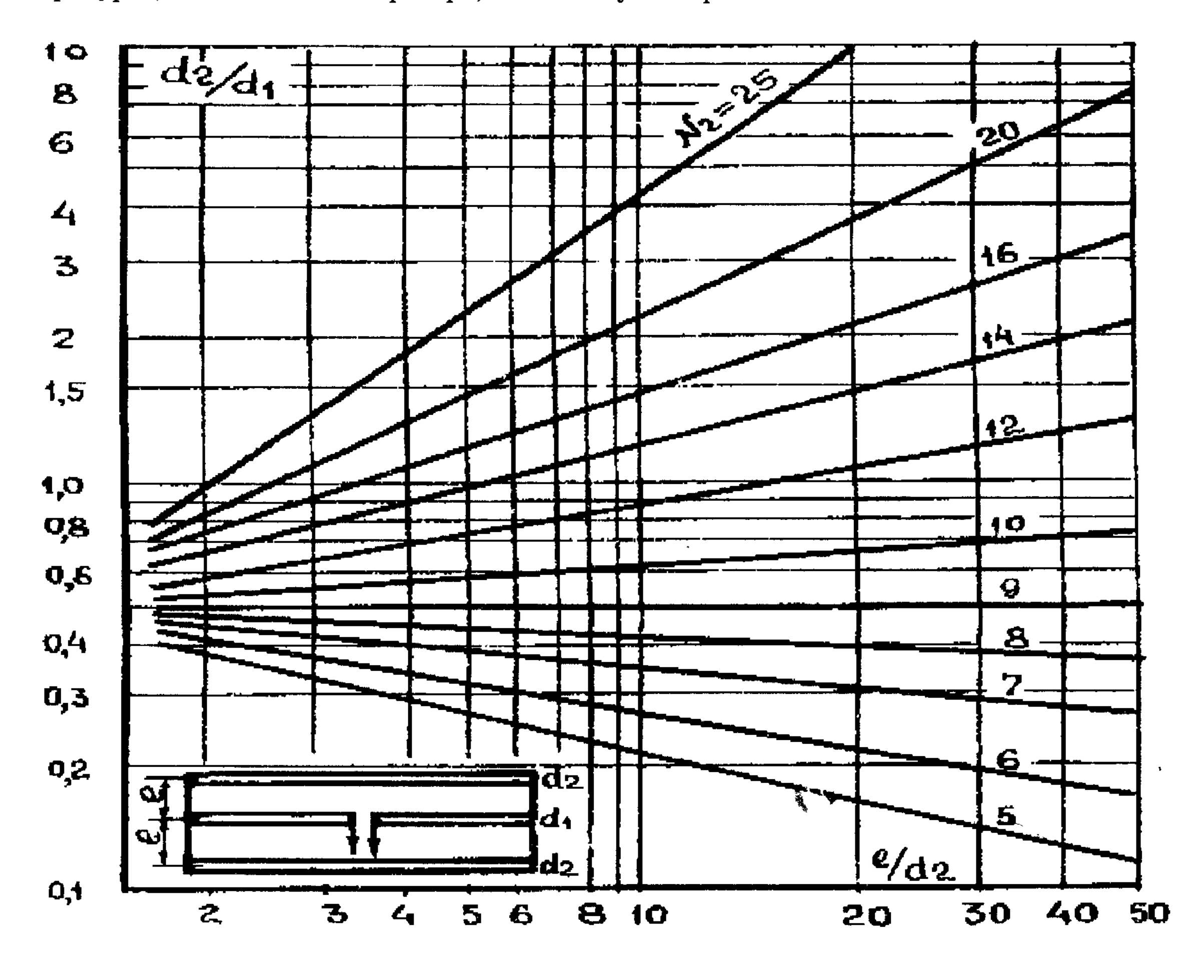


Рис. 2.35. К расчету коэффициента трансформации N_2 петлевого вибратора

В этом случае

$$R_{вх1} = N_2 R_{вх} \qquad (2.58)$$

где N_2 - коэффициент трансформации

$$N_2 = \left[\lg\,(e^3 / d_1^2 d_2) / \lg(e / d_2)\right]^2 \qquad (2.59)$$

В случае, когда $d_1 = d_2$, получаем, что N=9. Если $d_1 \neq d_2$, то для определения N_2 воспользуемся графиками, приведенными на рис.2.35.

Эквивалентная ширина, анализируемого вибратора

$$d_{экв} = \sqrt[3]{3de^2} \qquad (2.60)$$

получена при условии, что $d_1 = d_2 = e$.

Входное сопротивление такой антенны (при условии, что $d_1 = d_2$) составляет примерно 540...670 Ом.

Петлевой вибратор, как уже отмечалось, эквивалентен ленточному вибратору (см. рис, 2.32*а*) и поэтому обладает широкополосностью. На рис. 2.36 приведены зависимости изменения составляющих R и X входного сопротивления обычного (сплошная линия) и петлевого (пунктирная линия) вибраторов от частоты. Отметим, что для петлевого вибра-

тора параметр b равен 5,5%, в то время как для обычного вибратора b=1% (в данном случае $b=B/f_{рез}$ соответствует значению $K_{стU}$=1,1).

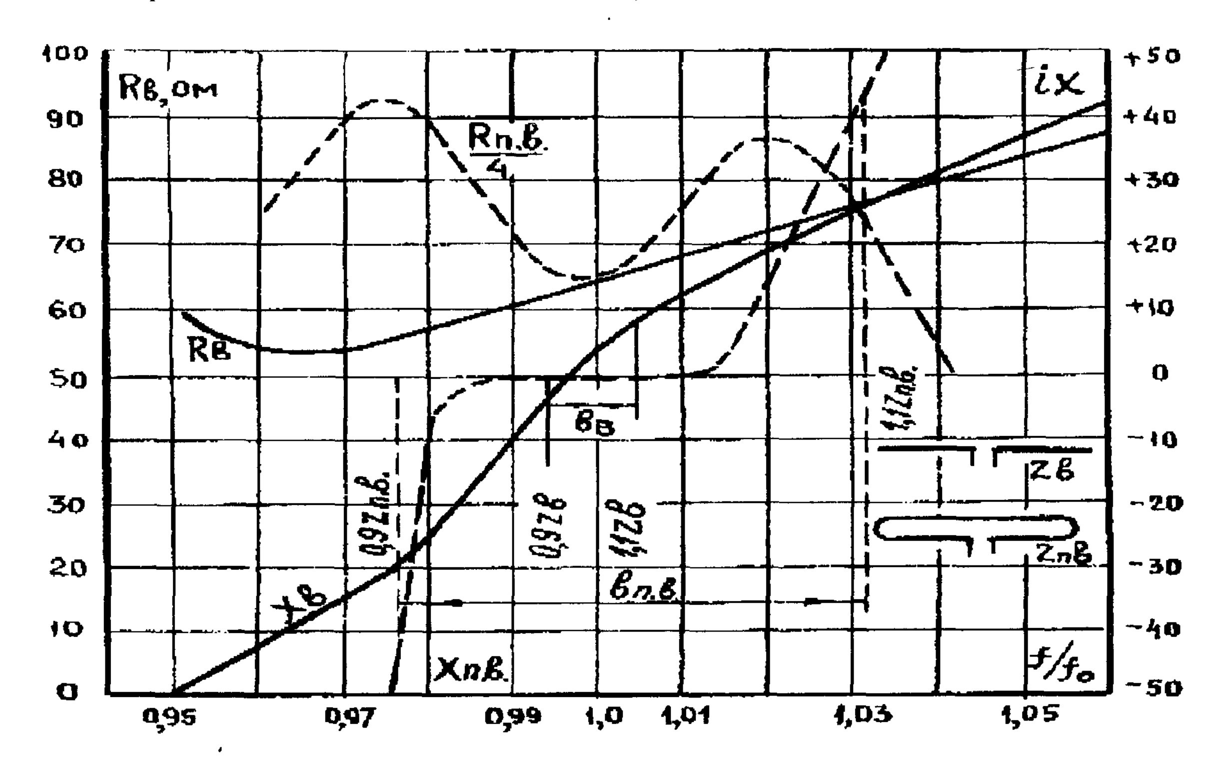


Рис. 2.36. Зависимость от частоты составляющих R и X входного сопротивления обычного и петлевого вибраторов

В заключение отметим, что вибраторная антенна является симметричным устройством и поэтому должна иметь симметричное возбуждение. Если же вибратор возбуждается несимметричной линией (например, коаксиальной), то требуется применение дополнительных симметрирующих устройств, описанных в следующей главе.

2.2. Электромагнитное поле

Среда распространения. Среда распространения - это пространство, в котором проявляются волновые особенности электромагнитного поля. Электромагнитное поле может распространяться в следующих средах.

1. В свободном пространстве, характеризуемом диэлектрической проницаемостью

$$\varepsilon_0 = (1/36\pi)\cdot 10^{-9} \approx 8{,}854\cdot 10^{-12} \qquad (2.61)$$

и магнитной проницаемостью

$$\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7} \qquad (2.62)$$

2. В идеальном диэлектрике [т.е. в диэлектрической среде без потерь (σ =0)], характеризуемом относительной диэлектрической проницаемостью ε_r и относительной магнитной проницаемостью μ_r, для которого, следовательно, электрическая проницаемость

$$\varepsilon = \varepsilon_r\,\varepsilon_0 \qquad (2.63)$$

а магнитная проницаемость

$$\mu = \mu_r\,\mu_0 \qquad (2.64)$$

3. В средах с потерями, обусловленными наличием проводимости, характеризуемых относительной проницаемостью

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r - i\,60\,\lambda_0\,\sigma, \qquad (2.65)$$

где λ_0 - длина волны в вакууме. Для этих сред ε_r носит комплексный характер.

В табл. 2.2.3 приведены значения величин ε_r μ_r и σ для некоторых сред. Эти значения справедливы в диапазоне УКВ.

4. В средах с большой проводимостью (частный случай п. 3), характеризуемых большим значением комплексной части ε_r

Таблица 2.2.3

Значения параметров ε_r , μ_r и σ для некоторых сред

Среда распространения	ε_r	μ_r	σ
Воздух	1,0005	1	0
Вода пресная	81	1	10^{-3}
Вода морская	80	1	4
Почва влажная	10	1	10^{-2}
Почва сухая, песок	4	1	10^{-3}
Скалистый грунт	10	1	10^{-3}
Снег	1,4	1	10^{-3}
Лед	3,2	1	10^{-3}
Лесной массив	10	1	10^{-3}
Городской массив	3	1	10^{-4}

Среда распространения является однородной, если ее параметры ε, μ, σ не меняется вдоль направления распространения электромагнитной энергии. Среду распространения, для которой параметры ε, μ и σ не зависят от направления распространения электромагнитной энергии, принято называть *изотропной*. В противоположность этому, среду, параметры которой зависят от направления распространения волны, называют *анизотропной средой*. Примером последней может служить ионосфера.

Кроме того, следует отличать *дисперсионные и недисперсионные среды*, т.е. среды, для которых параметры ε_r , σ и μ зависят или не зависят соответственно от частоты электромагнитного колебания. Примером дисперсионной среды также может служить ионосфера.

Возбуждение электромагнитных волн. Вокруг проводника, по которому протекает ток *I*, вызванный напряжением *U*, создаются магнитное поле с напряженностью *H* и образуют концентрические окружности вокруг проводника и лежат в плоскости, перпендикулярной оси проводника. Линии электрического *E* перпендикулярны линиям магнитного поля *H* и лежат в плоскости, проходящей через ось проводника (рис. 2.37).

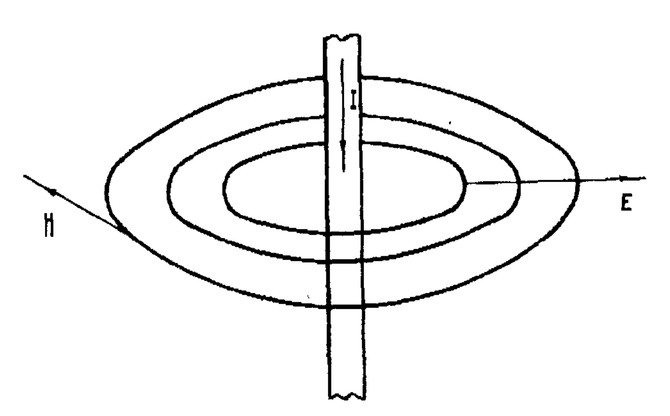


Рис. 2.37. Распределение магнитного поля *H* и электрического поля *E* вокруг проводника с током *I*

Изменение во времени тока приводит к изменению во времени электрического и магнитных полей. Изменение тока во времени может носить, например, импульсный характер или подчиняться другому выбранному закону модуляции. Каждый такой несинусоидальный процесс изменения уровня тока может быть на основании известного из математики разложения Фурье представлен в виде суммы синусоидальных колебаний кратных частот с различными амплитудами для каждой частоты. Поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением только синусоидальных процессов.

Вызванные изменением тока в проводнике изменяющиеся во времени электрическое и магнитное поля представляют собой, по сути дела, единое изменяющееся электромагнитное поле, распространяющееся в пространстве. Изменяющееся во времени электромагнит-

ное поле, распространяющееся со скоростью v , может рассматриваться как электромагнитная волна.

1. *Направлением распространения* (лучом) - линией, вдоль которой происходит распространение электромагнитной волны. В однородной изотропной среде направление распространения - прямая линия, выходящая из источника излучения. В ряде интересных с практической точки зрения случаев направление распространения может быть охарактеризовано плавной или ломанной кривой.

2. *Фазовым фронтом* - геометрическим местом точек, в которых колебания имеют одинаковую фазу. Для плоской волны фазовый фронт - плоскость, перпендикулярная направлению распространения. Для волны, возбуждаемой точечным источником, фазовый фронт - сфера.

3. *Поляризацией* - ориентацией вектора напряженности электрического поля E относительно направления распространения.

Скорость распространения волны, длина волны. *Длиной волны* называется наименьшее расстояние между двумя точками, расположенными вдоль направления распространения волны, в которых колебания имеют одинаковую фазу. Взаимосвязь между длиной волны λ электромагнитного колебания, скоростью распространения v и частотой колебания f описывается формулой

$$\lambda = \lambda/f. \qquad (2.66)$$

Единицей измерения длины волны является метр. Для среды, характеризуемой $\varepsilon_r=1$, $\mu_r=1$, $\sigma=0$, скорость распространения электромагнитной волны равна скорости распространения света в свободном пространстве:

$$v = c = 2{,}99793 \cdot 10^8 \text{ м/с} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}, \qquad (2.67)$$

причем

$$c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \qquad (2.68)$$

Таким образом, для свободного пространства длина волны

$$\lambda_0 = c/f \qquad (2.69)$$

где f дана в мегагерцах.

При распространении электромагнитной волны в идеальном диэлектрике ($\sigma=0$) с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r и относительной магнитной проницаемостью μ_r скорость распространения

$$v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon} = c/\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = c/n, \qquad (2.70)$$

где $n\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ - *коэффициент преломления среды;* для обычных сред $n \geq 1$.

Длина волны в идеальном диэлектрике меньше длины волны в свободном пространстве ($\lambda \leq \lambda_0$) и определяется по формуле

$$\lambda = \lambda_0/n = c/f\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \qquad (2.71)$$

На рис. 2.38. схематично показано изменение длины волны при переходе от свободного пространства к диэлектрику.

Для обычных сред $\mu_r=1$. Поэтому соотношение (2.44) можно упростить (λ дана в метрах, f - в мегагерцах):

$$\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r} = K\lambda_0 = 300K/f, \qquad (2.72)$$

где K - коэффициент замедления. Например, длина волны, равная в свободном пространстве $\lambda_0=10$ м, при распространении в воде (ε_r=80) составит $\lambda=\lambda_0/\sqrt{80}$ = 1,11 м.

Расстояние между двумя точками можно выразить числом длин волн

$$r = x\lambda. \qquad (2.73)$$

Очень часто в антенной технике используется еще один параметр, называемый *волновым числом* или фазовой постоянной и представляющий собой отношение 2π к длине волны, т.е.

$$k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \omega/v, \qquad (2.74)$$

где k дано в радианах на метр.

Очевидно, что для свободного пространства

$k = 2\pi/\lambda_0 = 2\pi f/c$ (2.75)

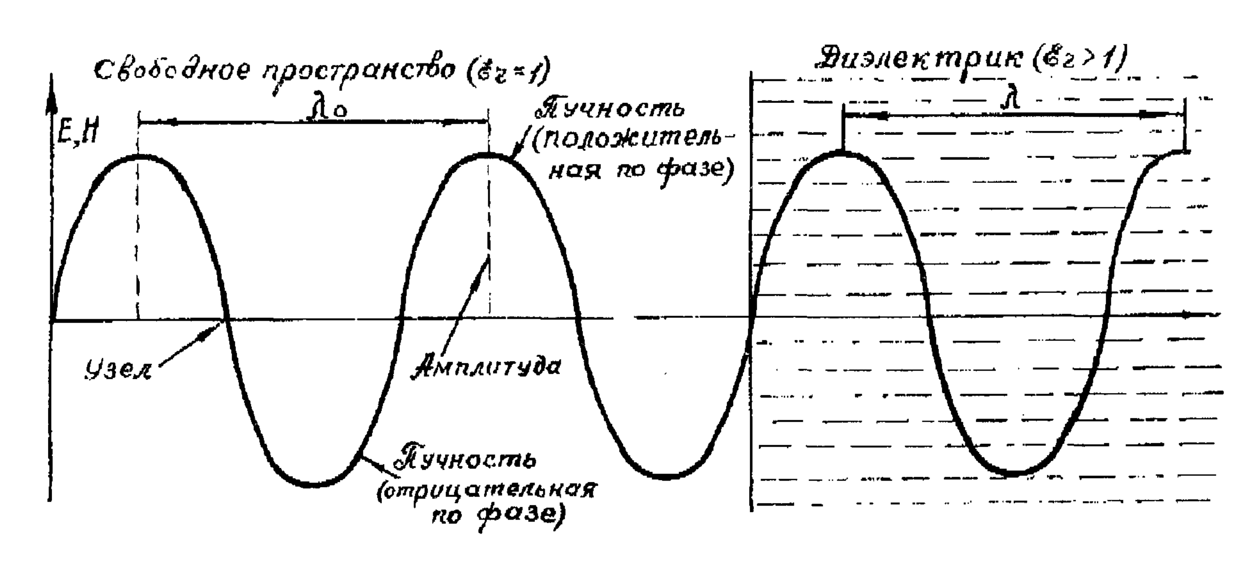


Рис. 2.38. Условное изображение плоской волны, распространяющейся в свободном пространстве и диэлектрике

Умножив обе части уравнения (2.73) на (2.75), получим расстояние между двумя точками, выраженное в радианах:

$kr = 2\pi\ x.$ (2.76)

Пример: при длине волны λ=2м и расстоянии между двумя точками r =0,25 м можно с помощью формулы (2.46) получить, что $x = 1/8$. Это же расстояние, выраженное в радианах, равно $kr = \pi/4$, что соответствует расстоянию в градусах $kr = 45°$.

В диэлектрике с потерями в формулу (2.70) следует подставить вместо ε_r значение ε_r', определенное по формуле (2.65). В результате получим, что в среде с потерями скорость распространения зависит от частоты. Такие среды называются *дисперсионными.* Эти среды читателю хорошо известны из оптики. Например, стеклянная призма "расщепляет" световую волну. Дисперсия возникает в линиях передачи, а также при прохождении радиоволн через такие среды, как ионосфера, поверхность земли и т. п. Необыкновенно сильная дисперсия наблюдается в газовых средах при резонансах, вызванных совпадением частоты радиоволны с собственной частотой молекул газа.

В случае, когда длина волны $\lambda >> \varepsilon_r/60\sigma$, свойства среды становятся сходными со свойствами проводника. В противоположном случае, т. е. когда $\lambda << \varepsilon_r/60\sigma$, среда обладает свойствами диэлектрика. Для сухой почвы первое условие соответствует диапазону коротких волн, для морской волны – диапазону УКВ, а для ионосферы (в зависимости от степени ионизации) – диапазону средних или коротких волн.

В дисперсионных средах следует различать три различные скорости: волновую v, фазовую $v_ф$ и групповую $v_г$.

В радиосвязи в качестве носителя информации используется волна несущей частоты. Сама по себе эта волна не передает информации. Информация заключена в изменениях ее параметров: амплитуды, частоты и фазы.

При прохождении импульса радиоволны через дисперсионную среду из-за различия в скоростях распространения различных синусоидальных компонент (из которых, собственно говоря, и состоит импульс) происходит искажение формы импульса (рис. 2.39).

Волновая, фазовая и групповая скорости. *Волновая скорость* v – скорость, определенная уравнением (2.70). Для синусоидальной волны точка постоянной фазы перемещается по лучу в направлении распространения волны с волновой скоростью v. *Фазовая скорость* $v_ф$ – скорость перемещения точки с постоянной фазой, перемещение которой не

обязательно совпадает с направлением распространения волны. Фазовая скорость равна или больше волновой скорости: $v_ф \geq v$.

Групповая скорость $v_г$ – скорость перемещения энергии и информации, содержащей-ся в волне несущей частоты. Ее значение находится в пределах $0 \leq v_г \leq v$.

Понятия фазовой и групповой скоростей связаны с дисперсионными свойствами среды и играют большую роль при анализе некоторых антенн.

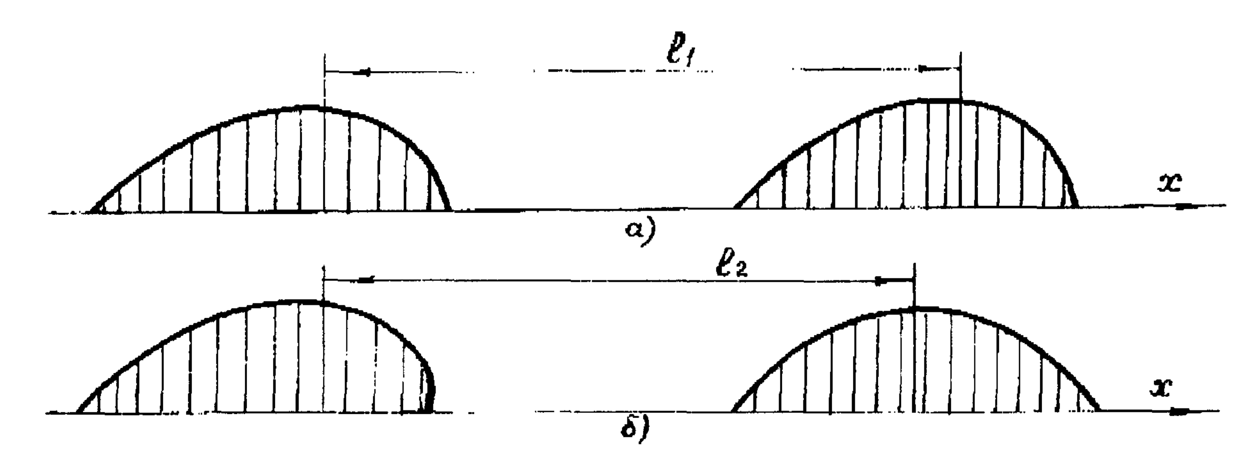


Рис. 2.39. Искажение формы импульса при прохождении волны через дисперсионную среду: *а* - недисперсионная; *б* - дисперсионная среда

Предположим, что источник S излучает электромагнитную волну частотой f. На рис. 2.40*а* показано, каким образом происходит распространение волны от источника; Сплошными линиями показаны фазовые фронты, отличающиеся друг от друга па 2π, а пунктирными линиями – фазовые фронты, фаза которых отличается от фазы первых фронтов на π. Точка B отстоит от источника S на расстоянии $R=m\lambda$ (на рисунке m=8). Волна от источника S достигает точки B за время $t_1 = R/v = m\lambda/v$. В данной ситуации скорость v совпадает с фазовой скоростью $v_ф$.

Теперь установим на пути распространения волны SB препятствие, не пропускающее прямую волну (рис. 2.40*б*). Дополнительно установим по обе стороны от прямой $5B$ два экрана, перпендикулярные плоскости R и целиком отражающие волну. Энергия, излученная источником S под углом α в направлении экранов, после отражения в точках A_3 проходит в точку B. В точке B обе волны складываются и их равнодействующая в направлении SB такова, как если бы преграды не было.

Рассмотрим теперь явления, прс исходящие на поверхностях экранов $P - P$. Очередные гребни волн частотой f и длиной λ достигают одновременно нескольких точек A_1, A_2, A_3, A_4, ... поверхности $P - P$. Расстояния между этими точками составляют l_{12}, l_{23} l_{34}, ... соответственно. Из рисунка видно, что $l_{12} > l_{23} > l_{34}$ и т. д. Напомним, что частота колебания для любой точки на поверхности экранов постоянна.

В начальный момент времени до точки A_3 дойдет гребень волны, обозначенный на рисунке цифрой *5*, до точки A_4 – гребень *6*. Через время $T= 1/f$ до точки A_3 дойдет гребень *4*, а до точки A_4 – гребень *5*. Следовательно, за время T гребень *5* прошел вдоль поверхности экрана $P - P$ отрезок l_{34} со скоростью $v_{ф34} = l_{34}/T = l_{34}f$. Это и есть фазовая скорость. Можно просто показать, что

$$v_ф = v/\cos\alpha. \qquad (2.77)$$

Заметим, что эта скорость различна в разных местах экрана и при $\alpha \to 0$ приближается к волновой скорости v.

Понятие фазовой скорости можно проиллюстрировать, рассмотрев распространение волн на воде. Предположим, что линия $P - P$ есть линия берега моря. По морю бежит

волна, падающая на берег под углом α. Предположим также, что перед нами стоит такая задача:

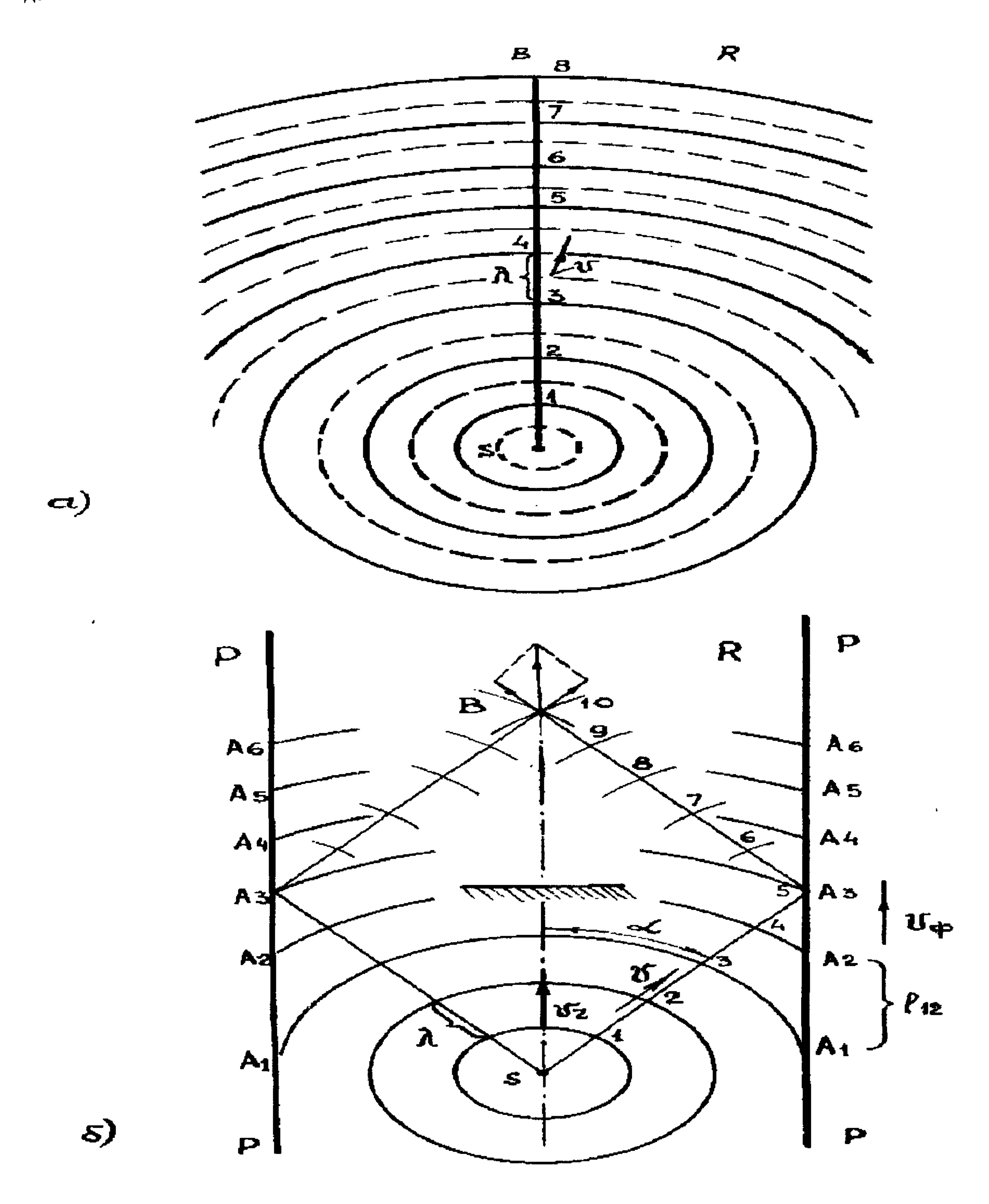


Рис. 2.40. Распространение радиоволны:
а - в свободном пространстве; *б* - в среде, ограниченной двумя экранами *Р* - *Р*

во-первых, плыть строго вдоль прямой линии берега и, во-вторых, удерживаться все время на гребне волны. Рассмотрим ряд случаев. Первая ситуация: волна перпендикулярна линии берега, т. е. α=90°. Для того чтобы выполнить сформулированную выше задачу, необходимо плыть вдоль линии берега с бесконечно большой скоростью. Вторая ситуация: волна параллельна линии берега, т. е. $\alpha=0^0$. Теперь для того чтобы выполнить ту же задачу, достаточно плыть со скоростью перемещения волны. Первая ситуация является аналогом распространения с бесконечно большой фазовой скоростью, а вторая – с фазовой скоростью, равной скорости перемещения.

Перейдем теперь к рассмотрению луча, отраженного от точки A_3. Из физики (в частности, из оптики) хорошо известно, что угол падения равен углу отражения. Поэтому можно записать, что $SA_3=A_3B$. На каждом отрезке полпути укладывается n длин волн, т. е. на всем пути – $2n$ длин волн (на рисунке $n=5$). Ранее на прямом пути умещалось m длин волн и этот путь волна проходила за время $t_1=m\lambda/v$ (рис. 2.41а). При переотражении время распространения составляет $t_2=n\lambda/v$, а так как $m<n$, то $t_2>t_1$. Скорость распространения волны от точки S до точки B равна $v_r=SB/t_2$. Можно легко показать, что групповая скорость

$$v_г = v\cos\alpha. \quad (2.78б)$$

Из приведенной формулы следует, что значение групповой скорости зависит от угла α, и в предельных случаях групповая скорость может быть равна волновой скорости ($v_г=v$) или нулю ($v_r=0$).

Из формул (2.73) и (2.74) следует, что

$$v_г v_ф = v^2 \quad (2.78в)$$

Различные виды электромагнитных волн. *Сферической волной* называется волна, для которой поверхности равных фаз (эквифазовые поверхности) представляют собой поверхности концентрических сфер, центр которых совмещен с источником излучения. Сферическая волна является одним из решений волнового уравнения (однако она не является решением уравнения Максвелла). Это вытекает из того обстоятельства, что нельзя физически реализовать источник, который излучал бы энергию с одинаковой интенсивностью по всем направлениям. Отметим, что такой источник, излучающий сферическую волну, называется изотропным (рис. 2.41*а*).

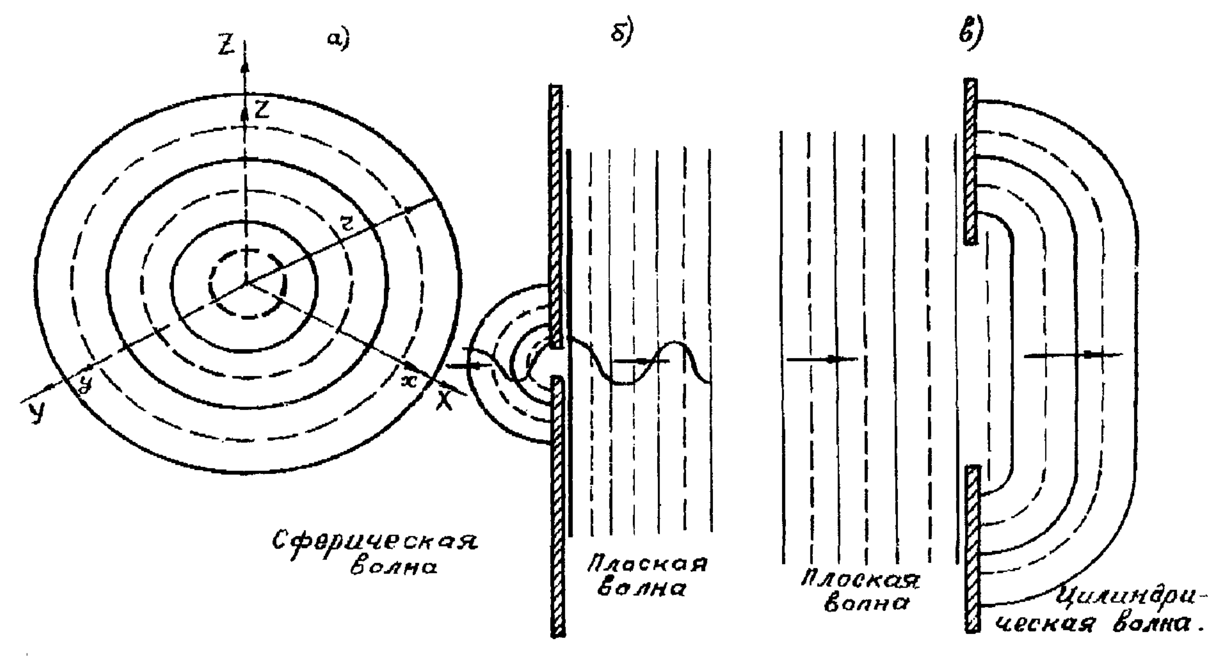


Рис. 2.41. Дифракция волны:
а - сферическая волна; *б* - дифракция плоской волны на малом круглом отверстии в экране (отверстие является источником сферической волны); *в* - дифракция плоской волны на узкой щели в экране (щель является источником цилиндрической волны)

Введение понятия источника сферической волны является весьма полезным. Например, используя его, можно достаточно просто объяснить *принцип Гюйгенса,* согласно которому каждая точка пространства, в котором существует электромагнитное поле, является источником сферической волны. На достаточно большом расстоянии от источника сектор поверхности сферической волны можно рассматривать как плоскую волну.

Плоской волной называется волна, для которой эквифазовые поверхности являются плоскостями.

Произвольная волна, например, плоская ,падая на экран с небольшим отверстием (рис. 2.41б), создает за ним вторичную сферическую волну (принцип Гюйгенса). Изменение формы волны является в данном случае необратимым процессом.

Несколько другая ситуация возникает при падении плоской волны на экран с протяженным отверстием (рис. 2.41*в*). В данном случае за экраном возникает цилиндрическая волна. Процесс трансформации одного типа волны в другой необратим и в этом случае.

Приведенный качественный анализ преобразования одного типа волны в другой может оказаться весьма полезным при изучении некоторых типов антенн.

Компоненты поля и энергии электромагнитной волны. Свойства электромагнитной волны целиком и полностью описываются уравнениями Максвелла. Эти уравнения позволяют, в принципе, при произвольном характере распределения тока в антенне определить характер электромагнитного поля в ближней и дальней зонах и тем самым предсказать величину сигнала в приемной антенне.

Элементарный электрический диполь. Наипростейшей антенной, удовлетворяющей уравнениям Максвелла, является элементарный электрический диполь, называемый еще диполем Герца. Он представляет собой два электрических заряда $+q$ и $-q$, находящихся на небольшом расстоянии друг от друга (рис. 2.42*а*). Такой диполь можно рассматривать как эквивалент

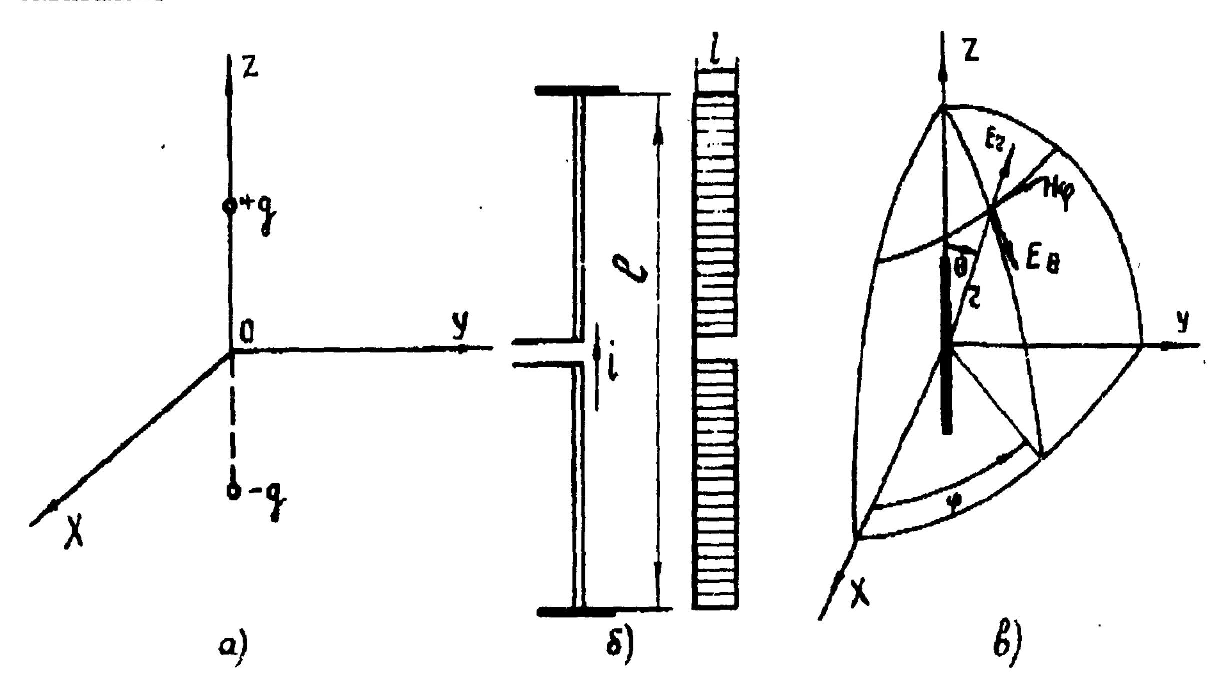


Рис. 2.42. Элементарный электрический диполь:
а - модель диполя, состоящего из двух зарядов *q*; *б* - диполь Герца; *в*- пространственные составляющие электромагнитного поля в сферической системе координат

элемента электрического тока I=iwq. Физическую модель элементарного электрического диполя можно представить в виде двух отрезков проводника, к средине которых подано питание, а длина которых много меньше длины волны (l<<λ), причем концы проводников нагружены большими емкостями (рис. 2.42*б*). Ток, протекающий в такой антенне, имеет во всех ее точках одинаковую плотность.

Дипольный момент такого излучателя

$p=ql=Il/$i w . (2.79)

имеет только одну составляющую, ориентированную вдоль оси Z (рис. 2.42*в*).

Если использовать формулы для определения напряженностей электрического и магнитного полей, вытекающие из уравнений Максвелла и соответствующие рассматриваемому стороннему источнику электрического тока, то можно показать, что компоненты

искомых векторов E и H в сферической системе координат выражаются следующими формулами:

$$E_r = \frac{2I\ l}{4\pi}\frac{k^3}{w\varepsilon}\left[\frac{1}{(kr)^2}-\frac{i}{(kr)^3}\right] e^{-i\,kr}\cos\theta; \quad (2.80а)$$

$$E_\theta = \frac{I\ l}{4\pi}\frac{k^3}{w\varepsilon}\left[\frac{i}{kr}+\frac{1}{(kr)^2}-\frac{i}{(kr)^3}\right] e^{-i\,kr}\sin\theta; \quad (2.80б)$$

$$H_\varphi = \frac{I\ l}{4\pi}\ k^2\left[\frac{i}{kr}+\frac{1}{(kr)^2}\right] e^{-i\,kr}\sin\theta$$

(2.80в)

$$E_\varphi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.80г)$$

В приведенных выражениях множитель $e^{-i\,kr}$ определяет фазовое изменение компоненты поля вдоль направления r, а множитель $\cos\theta$ или $\sin\theta$ – амплитудное изменение поля при изменении полярного угла θ, отсчитываемого от оси Z (рис. 2.42*в*). Отсутствие в приведенных формулах зависимостей от азимутальиого угла φ означает, что данные компоненты имеют круговую симметрию относительно оси Z.

Приведенные формулы позволяют определить компоненты E и H поля диполя для любых расстояний от источника. Рассмотрим теперь, каким образом видоизменяются эти формулы при перемещении точки наблюдения, точнее при изменении величины.

Если точка наблюдения находится на таком расстоянии от диполя, при котором справедливо соотношение $kr \ll 1$, то существенными для определения компонент E и H электромагнитного поля излучения диполя становятся слагаемые, учитывающие только изменение множителей $(kr)^{-3}$ в формулах (2.80а, б) и множителя $(kr)^{-2}$ – в формуле (2.80*в*). При этих условиях, определяющих ближнюю зону излучения, можно пренебречь изменением фазового множителя $e^{-i\,kr}$ и записать:

$$E_r = -i\,(I\,l/2\ \pi\varepsilon\ r^3)\cos\theta \quad (2.81а)$$

$$E_\theta = -\,i\,(I\ l/2\ \ \pi\varepsilon\,r^3)\sin\theta \quad (2.81б)$$

$$H_\varphi = (I\ l/4\ \ \pi r^2)\sin\theta \quad (2.81в)$$

Остальные компоненты векторов E и H, как и раньше, равны нулю.

Приведенные формулы позволяют выявить следующие свойства полей излучения диполя в ближней зоне:

1. Амплитуда напряженности электрического поля, создаваемого элементарным электрическим диполем, равна амплитуде напряженности электрического поля, создаваемого статистическим диполем, образованным двумя зарядами $+q$ и $-q$, разнесенными на расстояние l вдоль оси Z и расположенными в среде с диэлектрической проницаемостью ε.

2. Амплитуда напряженности магнитного поля, создаваемого элементарным электрическим диполем, равна амплитуде напряженности магнитного поля, создаваемого постоянным током, протекающим в проводнике длиной l (т. е. такой же длины, как и у элементарного диполя), имеющем ту же самую амплитуду, что и ток в элементарном диполе.

3. Между векторами E и H существует фазовый сдвиг, близкий к 90°.

Ближнюю зону излучения элементарного диполя часто называют зоной индукции. Примером ближней зоны может служить пространство, ограничивающее активный элемент антенны типа “волновой канал”.

Зона излучения диполя, характеризуемая расстоянием $kr=1$, называется средней зоной, или френелевской зоной дифракции. Для этой зоны нельзя пренебречь каким-либо слагаемым в формулах (2.80) .

Зона излучения, характеризуемая расстоянием r, для которого справедливо условие $kr=1$, носит название дальней зоны. При принятом условии можно вновь упростить формулы (2.80), оставляя в них только слагаемые, пропорциональные $(kr)^{-1}$. В результате получим:

$$E_\theta = \mathrm{i}\ \frac{I\,l\ \omega\ \mu}{4\,\pi\ \ r}\ e^{-\,\mathrm{i}\,kr} \sin\theta\,;$$

$$H_\varphi = \mathrm{i}\ \frac{I\,l}{4\,\pi}\frac{w\sqrt{\mu\varepsilon}}{r} e^{-\,\mathrm{i}\,kr}\sin\theta. \qquad (2.82)$$

Остальные компоненты поля диполя в дальней зоне равны нулю, т.е.
$E_r = E_\varphi = H_r = H_\theta = 0$.

Учитывая взаимосвязь, заданную формулой $w\mu$=240 π^2 /λ можно записать:

$$E_\theta = \mathrm{i}\ \frac{60\,\pi I\,l}{\lambda\,r}\ e^{-\,\mathrm{i}\,kr}\sin\theta\,. \qquad (2.82а)$$

Анализ структуры полей в дальней зоне излучения показывает следующее.

1. Напряженность поля обратно пропорциональна расстоянию r от источника до точки наблюдения.

2. Векторы напряженности электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны и перпендикулярны направлению распространения волны.

3. Напряженности полей излучения зависят от частоты, длины диполя, амплитуды тока и параметров среды распространения.

4. Между амплитудами E и H существует взаимосвязь:

$$E_\theta = H_\varphi\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = RH_\varphi \qquad (2.83)$$

где R – волновое сопротивление среды. Для свободного пространства волновое сопротивление

$$R_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 120\pi = 376{,}7\ \text{Ом}. \qquad (2.84)$$

Элементарный магнитный диполь. Рассматривая вместо элементарного электрического диполя элементарный магнитный диполь, можно получить аналогичные формулы (2.79) выражения для определения структуры излучаемого электромагнитного поля. Физическим аналогом элементарного магнитного диполя является петлевой вибратор (петля тока), периметр которого значительно меньше длины волны (рис. 2.43).

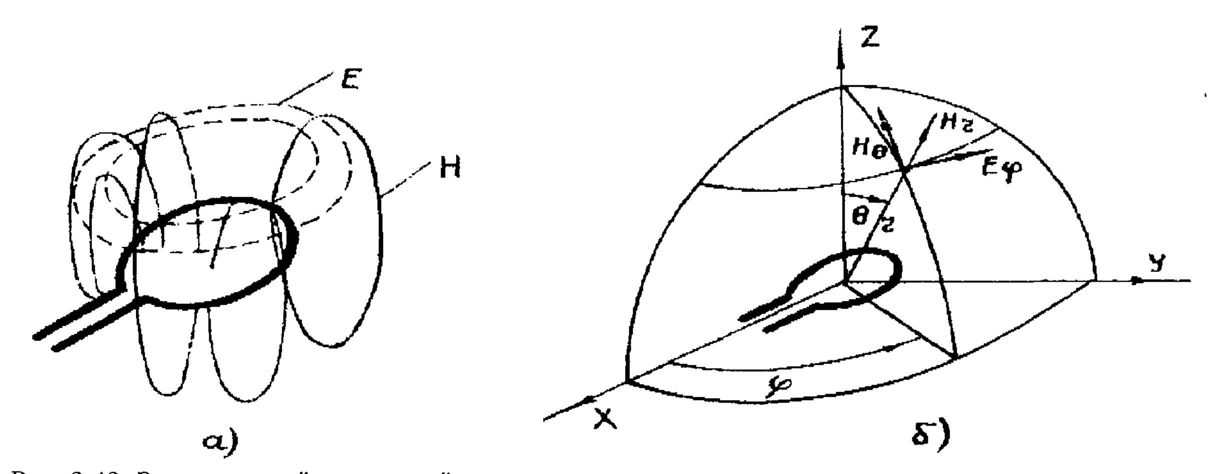


Рис. 2.43. Элементарный магнитный диполь:
а - физическая модель; *б* - пространственные составляющие электромагнитного поля

Аналогично электрическому моменту $p_э$, рассмотренному нами при анализе элементарного электрического диполя, введем понятие магнитного момента m, зависящего от тока I, площади петли s и магнитной проницаемости среды μ:

$$m = \mu\ /\ s. \qquad (2.85)$$

В соответствии с принципом двойственности, известным из теории электродинамики, формулы (2.79) – (2.83), полученные для описания структуры поля элементарного электрического диполя, пригодны и для описания структуры поля излучения элементарного магнитного диполя. Для этого, необходимо в формулах вместо $p_э$ написать, m, а E и H поменять местами.

На практике в качестве магнитных диполей могут быть использованы петлевые или рамочные антенны, сторона которых значительно меньше длины волны. Идентичными ха-

рактеристиками излучения обладают также щелевые антенны, прорезанные в бесконечном экране и возбуждаемые сторонним переменным электрическим полем.

Электрический диполь создает так называемую E-волну, для которой характерно, что $E_r \neq 0$, а $H_r = 0$. Магнитный диполь создает H волну, которая характеризуется условиями: $E_r = 0$, а $H_r \neq 0$. Сказанное справедливо для ближней и френелевской зон излучения. Для дальней зоны излучения, где $H_r = E_r = 0$ для обоих диполей, структура излученного поля описывается Т-волной.

Для того чтобы перейти от частных гипотетических случаев, к которым относятся элементарные электрические и магнитные диполи, к более общему случаю, введем понятие элементарной поверхности излучения s (апертуры), линейные размеры которой значительно меньше длины волны (рис. 2.44). Поле возбуждения элементарной поверхно-

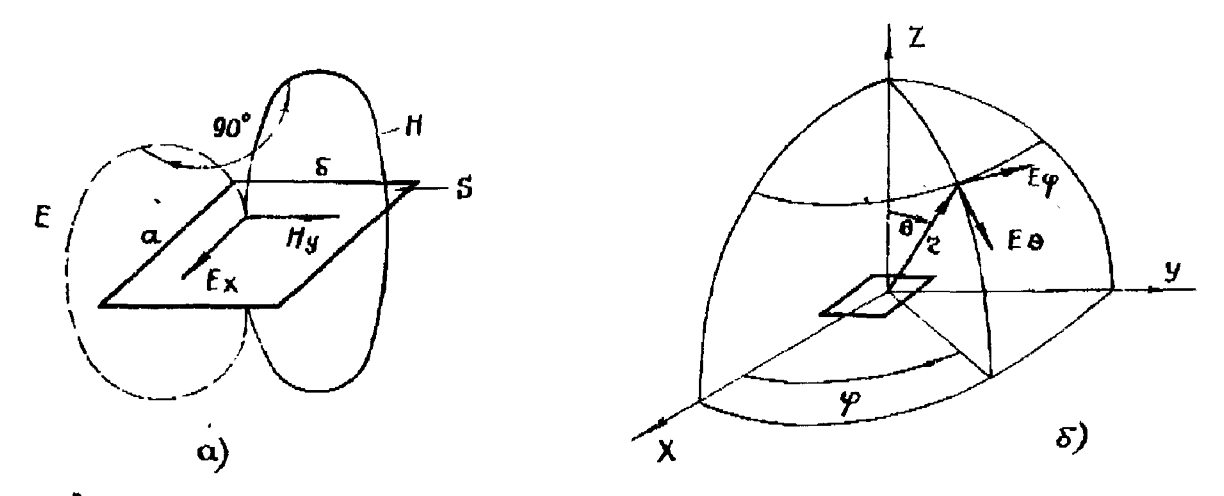


Рис. 2.44. Элементарная апертура:
а - физическая модель; *б* - пространственные составляющие электромагнитного поля (для $r > \lambda$);
$a, b \ll \lambda$, $s = ab \ll \lambda^2$

сти s задано векторами E_x и H_y. В случае свободного пространства, т. е. если для E_x и H_y справедливо соотношение $E_x = -120\,\pi H_y$, поле излучения элементарной поверхности в дальней зоне излучения определяется по формулам

$$E_\varphi = \mathrm{i} E_x (1+\cos\theta)\sin\varphi \frac{s}{\lambda r} e^{-\mathrm{i}kr};$$

$$E_\theta = -\mathrm{i}\, E_x (1+\cos\theta)\cos\varphi \frac{s}{\lambda r} e^{-\mathrm{i}kr}. \qquad (2.86)$$

Данные соотношения потребуются в дальнейшем при анализе и проектировании конкретных антенн апертурного типа.

Энергия электромагнитного поля. Энергия распространяющейся электромагнитной волны не зависит от способа возбуждения волны, а определяется только напряженностями E и H в точке наблюдения $O(r, \theta, \varphi)$. В соответствии с законами электродинамики характеристикой, пропорциональной мощности распространяющейся волны, служит вектор Умова – Пойнтинга

$$P = EH. \qquad (2.87)$$

Вектор Умова – Пойнтинга характеризует поток электромагнитной энергии, проходящей через единичную поверхность в единицу времени. Так как и поле E, и поле H изменяются во времени по синусоидальному закону и имеют одинаковую фазу колебания, то и амплитуда вектора P будет определяться простым перемножением амплитуд векторов E и H (рис. 2.45). Принимая во внимание формулу (2.83), получим

$$P = (E_\theta^2 / R)\sin^2 kr. \qquad (2.88)$$

Если поместить изотропный излучатель N с мощностью излучения P_0 в центр сферы (рис. 2.46), то для произвольной точки $O(r, \theta, \varphi)$, лежащей на поверхности сферы, найдем, что плотность потока мощности, проходящей через эту точку,

$p_i = P_0 / 4\pi r^2$. (2.89)

Отсюда следует, что плотность потока мощности, проходящей через точку наблюдения, обратно пропорциональна квадрату расстояния от точки наблюдения до источника.

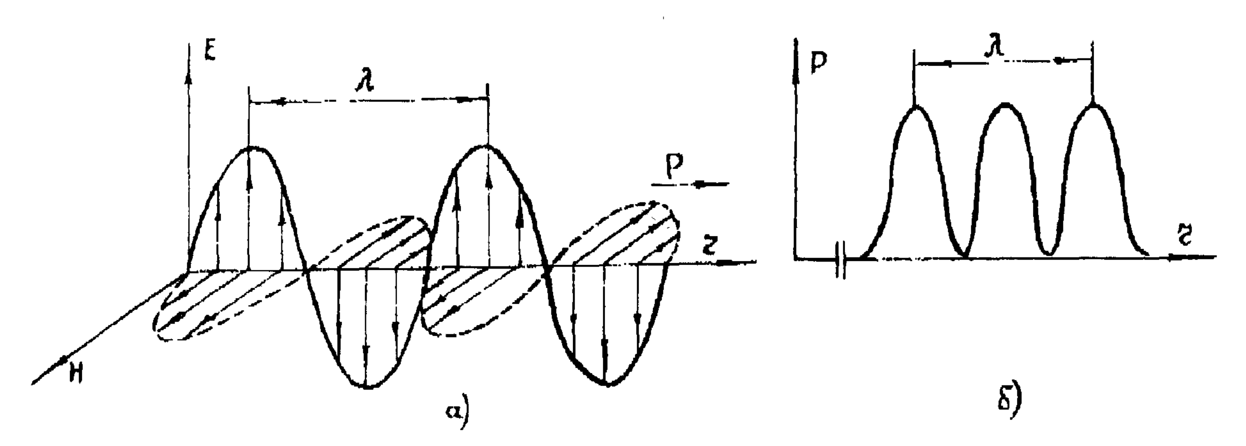


Рис. 2.45. Изменение векторов *E, H* и *P* при распространении электромагнитной волны: *а* - взаимная ориентация в пространстве векторов *E, H* и *P*; *б* - изменение вектора *P* в пространстве

Следует вспомнить, что изотропный источник является гипотетическим источником, для которого, как показывает, данный анализ, плотность потока мощности не зависит от сферических координат точки наблюдения. На самом деле распределение излучаемой антенной мощности электромагнитного поля не является однородным, и реальное значение *p* может быть меньшим, равным или большим p_i . Реальное значение *p* следует определять по формуле (2.87), подставляя в нее истинные значения *E* и *H*, зависящие от координат точки наблюдения *O*(*r*, φ, θ). Так, например, для элементарных диполей значения *E* и *H* определяются по формулам (2.82).

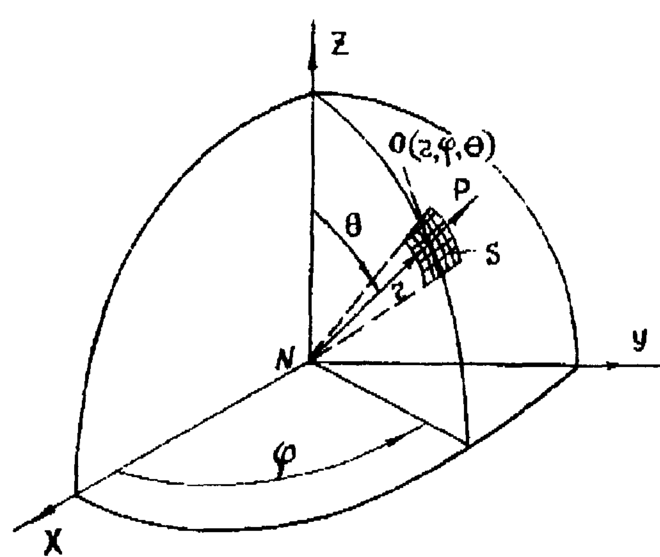


Рис. 2.46. К определению плотности потока мощности, проходящей через площадку *S*

Из приведенной ранее формулы (2.87) следует, что для определения *P* необходимо знать как *E*, так и *H*. Однако на практике достаточно ограничиться знанием только одной величины (или *E*, или H), а вторую найти с помощью формулы (2.83).

Достаточно просто получить формулу, связывающую мощность излучения изотропного источника P_0 с действующим значением напряженности электрического поля $E_д$, возбуждаемого источником на расстоянии *r* :

$E_Д = \sqrt{30 P_0 / r}$ (2.90а)

(где $E_Д$ дана в вольтах на метр), либо

$E_Д = 175\sqrt{P_0 / r}$ (2.90б)

где $E_Д$ дана в милливольтах на метр, P_0 - в киловаттах, а *r* - в километрах.

Амплитуда напряженности этого поля

$E_Д = 175\sqrt{P_0 / r}$, (2.90в)

где *E* имеет размерность вольт на метр.

Для элементарного диполя (см. рис. 2.43) мощность излучения

$P_{изл} = 80\ \pi^2 (l/\lambda)^2 I^2 = R_{изл} I^2$, (2.91)

где $R_{изл}=80\pi^2 (l/\lambda)^2$ - сопротивление излучения диполя.

На практике любая антенна, в том числе и электрический диполь, не обладает однородностью излучения. В точке наблюдения $O(r, \varphi, \theta)$ плотность мощности электромагнитной волны p будет отличаться от аналогичной характеристики p_i, соответствующей гипотетическому изотропному источнику. Рассмотрим отношение этих величин, т.е.

$$D = p/p_i \tag{2.92}$$

называемое *коэффициентом направленного действия* антенны (по отношению к изотропному излучателю). Введенный таким образом коэффициент направленного действия D всегда используется для расчета характеристик линий радиосвязи. Расчет коэффициента направленного действия реальных антенн будет проведен ниже.

Для приемной антенны важным параметром является действующее значение $E_Д$. Этот параметр легко определить по формуле

$$E_Д = \sqrt{DE_i} \tag{2.93}$$

где D - коэффициент направленного действия антенны; E_i - напряженность поля, создаваемого изотропным источником с мощностью P .

Поляризация электромагнитной волны. На рис. 2.43 и 2.44 была показана структура электромагнитных полей излучения электромагнитных электрических и магнитных диполей. Для каждого из них лишь одна компонента электрического поля (или E_θ, или E_φ) отлична от нуля. На рис. 2.44 показан более общий случай, а именно, элементарный поверхностный источник излучения.

В общем случае в точке наблюдения $O(r, \varphi, \theta)$ напряженность электрического поля имеет две взаимно перпендикулярные компоненты E_θ и E_φ. Проведем через точку $O(r, \varphi, \theta)$ плоскость S, нормальную к направлению распространения волны. Векторы E_θ и E_φ лежат в данной плоскости (рис. 2.47*а*). Мгновенные значения составляющих векторов меняются по синусоидальному закону:

$$E_\theta = a_\theta \sin(wt - kr); \tag{2.94а}$$

$$E_\varphi = a_\varphi \sin(wt - kr + \delta). \tag{2.94б}$$

Амплитуды a_θ и a_φ зависят от координат точки $O(r, \theta, \varphi)$, так и от характеристик излучения передающей антенны. В общем случае могут быть следующие ситуации: 1) - $a_\theta = a_\varphi$; 2) - a_θ <или> a_φ; 3) - $a_\theta = 0,\ a_\varphi \neq 0$; 4) - $a_\theta \neq 0,\ a_\varphi = 0$.

Обе компоненты изменяются во времени с угловой скоростью wt. Из формул (2.94) следует, что изменение координаты r точки наблюдения приводит к одинаковому изменению фазы обеих компонент. Поэтому учетом этого фактора в дальнейшем пренебрежем и будем анализировать только влияние постоянного фазового сдвига, определяемого углом δ.

Значение угла δ зависит как от координат точки $O(r,\varphi, \theta)$, так и от характеристик излучения передающей антенны. Результирующий вектор напряженности электрического поля E в точке $O(r, \varphi, \theta)$ определяется суммой векторов E_θ и E_φ.

Изменение ориентации вектора E обусловливает поляризационные свойства распространяющейся электромагнитной волны. В общем случае вектор E может изменять во времени

свою ориентацию, вращаясь относительно точки O и изменяя при этом свою амплитуду. В этом случае конец вектора описывает эллипс (на рис. 2.47*а*). Большая ось эллипса наклонена относительно оси φ на угол φ_0, значение которого определяется по формуле

$$\varphi_0 = \frac{1}{2}\operatorname{arct}\left[\frac{2\, a_\theta a_\varphi}{a_\varphi^2 - a_\theta^2}\cos\ \delta\right] \tag{2.95}$$

Рассмотренный пример иллюстрирует эллиптическую вращающуюся поляризацию электромагнитной волны. Направление вращения вектора E может происходить от оси θ к оси φ или наоборот – от оси φ к оси θ, что определяется значением угла δ.

Например, если наблюдатель расположен в источнике излучения и смотрит вдоль направления распространения волны и для него перемещение вектора E **от** оси θ до оси φ совпадает с направлением перемещения часовой стрелки, то для наблюдателя, расположенного на линии распространения волны и смотрящего на источник излучения, направление вращения вектора E будет противоположным направлению перемещения часовой стрелки.

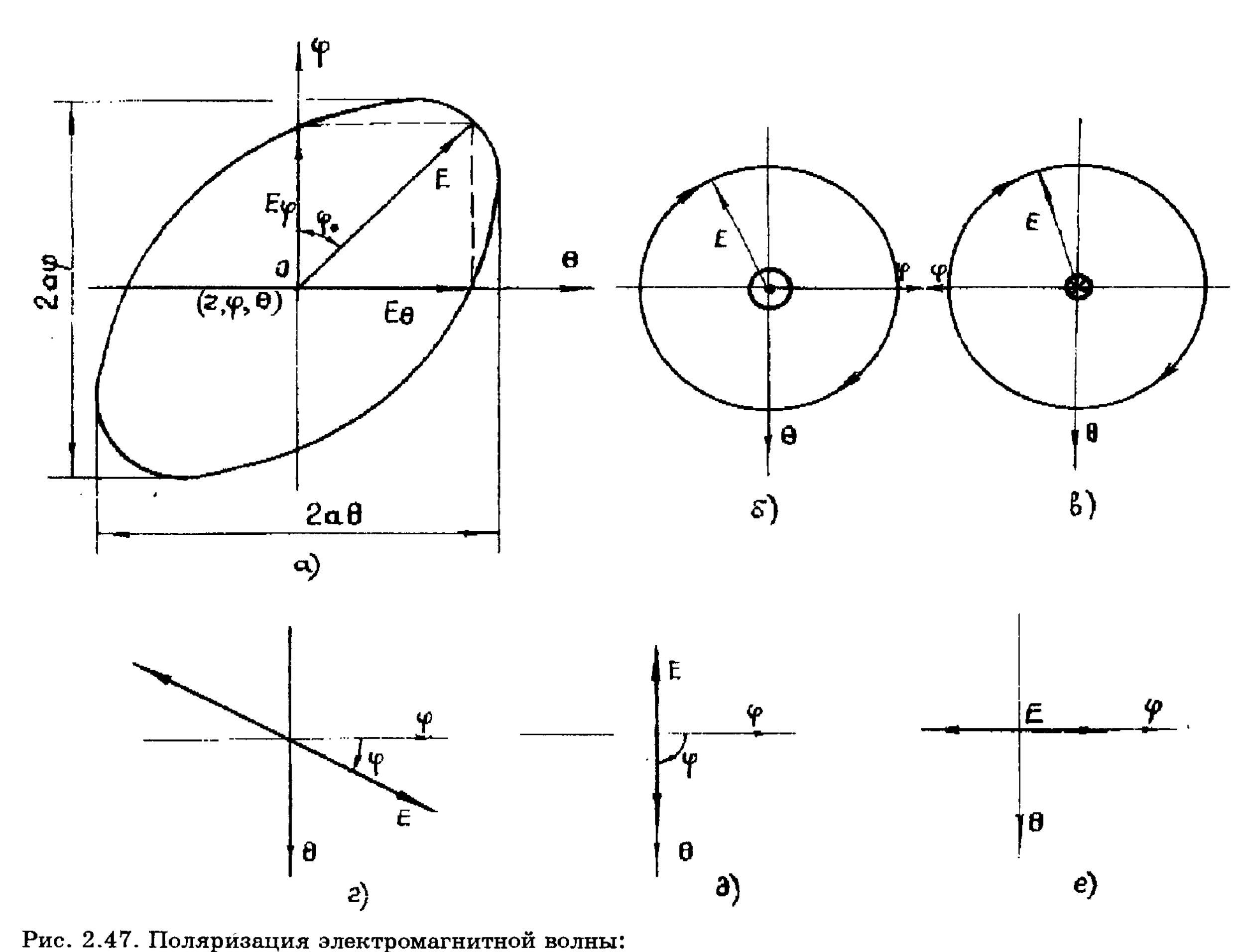


Рис. 2.47. Поляризация электромагнитной волны:
а - эллиптическая поляризация; *б* - принятое в оптике определение правосторонней круговой поляризации (волна распространяется на наблюдателя); *в* - принятое в радиотехнике определение правосторонней круговой поляризации (волна распространяется от наблюдателя); *г* - произвольная линейная поляризация; *д* - вертикальная поляризация; *е* - горизонтальная поляризация

В радиотехнике принято следующее определение: электромагнитная волна имеет поляризацию с правосторонним вращением, если угловое перемещение вектора E, наблюдаемое из источника по направлению распространения волны, совпадает с перемещением часовой стрелки (рис, 2.47*в*). Отметим, что знание направления вращения поляризации крайне важно при проектировании радиолиний с антеннами вращающейся поляризации, а также при анализе особых условий распространения радиоволн.

В частном случае, когда $a_\varphi = a_\theta$ *и* угол $\delta = m\pi/2$ (m=1, 3, 5, ...), наблюдается круговая поляризация. Направление вращения поляризации определяется значением угла δ (рис. 2.47*б,в*).

В другом случае, когда $\delta = m\pi$ (m= 1, 2, 3, ...), результирующий вектор E изменяется вдоль одного направления, что соответствует линейной поляризации волны (рис. 2.47*г*). Поворот вектора E относительно оси φ на угол φ_0 зависит от a_θ и a_φ:

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = (-1)^m (a_\theta / a_\varphi), \qquad \text{где } m = 1,2,3\ldots \qquad (2.96)$$

В частном случае, когда $a_{\varphi}=0$ и, следовательно, $\varphi_0=90°$, наблюдается вертикальная поляризация, а напряженность электрического поля обозначается $E_{в}$. Такая ситуация соответствует, например, волне, возбуждаемой вертикальным диполем.

Если же $a_{\theta}=0$ и, следовательно, $\varphi_0 = m\pi$, где m=0, 1, 2, ...,

то поляризация горизонтальная, а напряженность электрического поля обозначается $E_{г}$. Такая ситуация соответствует, например, волне, возбуждаемой горизонтальным вибратором.

В случае использования более сложной антенны вид поляризации может меняться при изменении координат точки наблюдения, что иллюстрирует рис. 2.48.

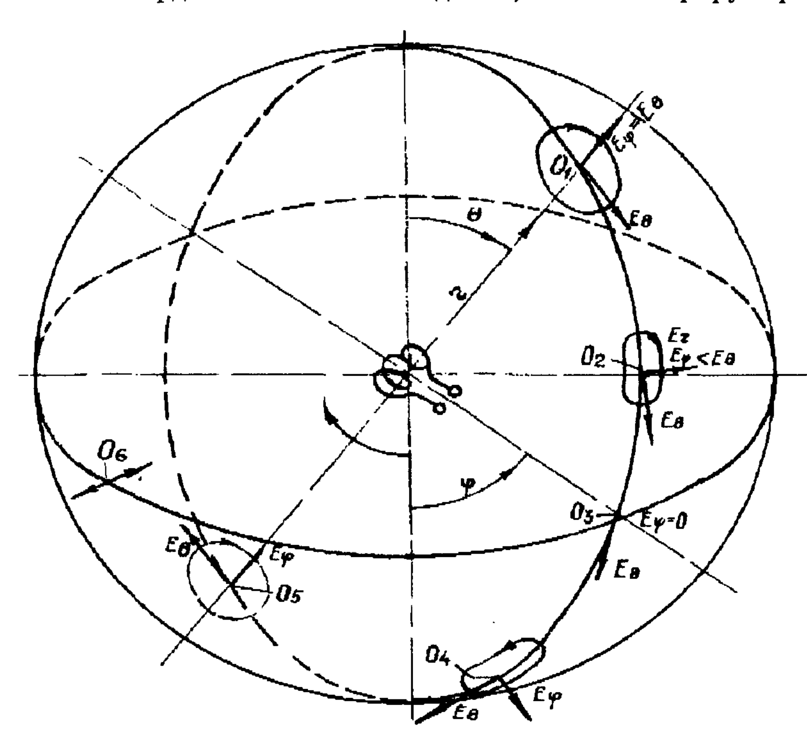
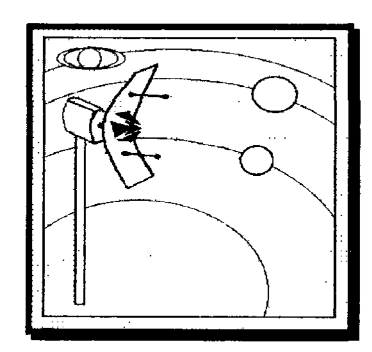


Рис. 2.48. Изменение вида поляризации излучения в зависимости от координаты точки наблюдения (θ,φ):
O_1 - круговая левосторонняя поляризация; O_2 - эллиптическая левосторонняя поляризация; O_3 - линейная вертикальная поляризация; O_4 - эллиптическая правосторонняя поляризация; O_5 -круговая правосторонняя поляризация; O_6 - диагональная поляризация

Эллиптическую поляризацию электромагнитной волны принято характеризовать *коэффициентом эллиптичности поляризации,* который определяется отношением длин большой и малой осей эллипса и выражается в децибелах. Для круговой поляризации коэффициент эллиптичности равен 0 дБ.

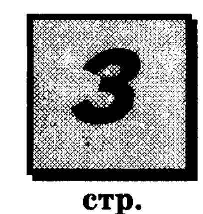
Явление поляризации можно интерпретировать либо как сложение двух линейных векторов E_{θ} и E_{φ} (как мы и поступали), либо как сложение двух векторов с круговой поляризацией, имеющих противоположное направление вращения. На практике последнее свойство можно использовать для анализа поляризационных характеристик электромагнитной волны, применяя две антенны с круговыми поляризациями, отличающимися друг от друга только направлением вращения.

При распространении радиоволн может возникнуть ситуация, когда волна переотражается от каких-либо препятствий. При этом может измениться плоскость поляризации.



ЛИНИИ ПИТАНИЯ

РАЗДЕЛ



СОДЕРЖАНИЕ стр.

ГЛАВА 3

ЛИНИИ ПИТАНИЯ

3.1. Параметры линии питания. Электромагнитная волна может распространяться или в свободном пространстве, или вдоль линии передачи. В данном параграфе рассмотрим вопрос о распространении электромагнитной волны в линиях питания.

Следует различать длинные и короткие (в электрическом смысле) линии питания. Для первых характерно то, что их длина l сравнима или превышает длину волны λ электромагнитного колебания, а для вторых длина линии l меньше длины волны.

При анализе линий питания будем рассматривать их как набор элементарных отрезков линии длиной Δl, обладающих индуктивностью ΔL, емкостью ΔC, сопротивлением ΔR и проводимостью ΔG. На рис. 3.1*а* приведена схема линии питания, имеющей длину l, на рис. 3.1*б* - ее эквивалентная схема, на рис.3.1*в* - схема четырехполюсника, который является эквивалентом элементарного отрезка Δl линии питания.

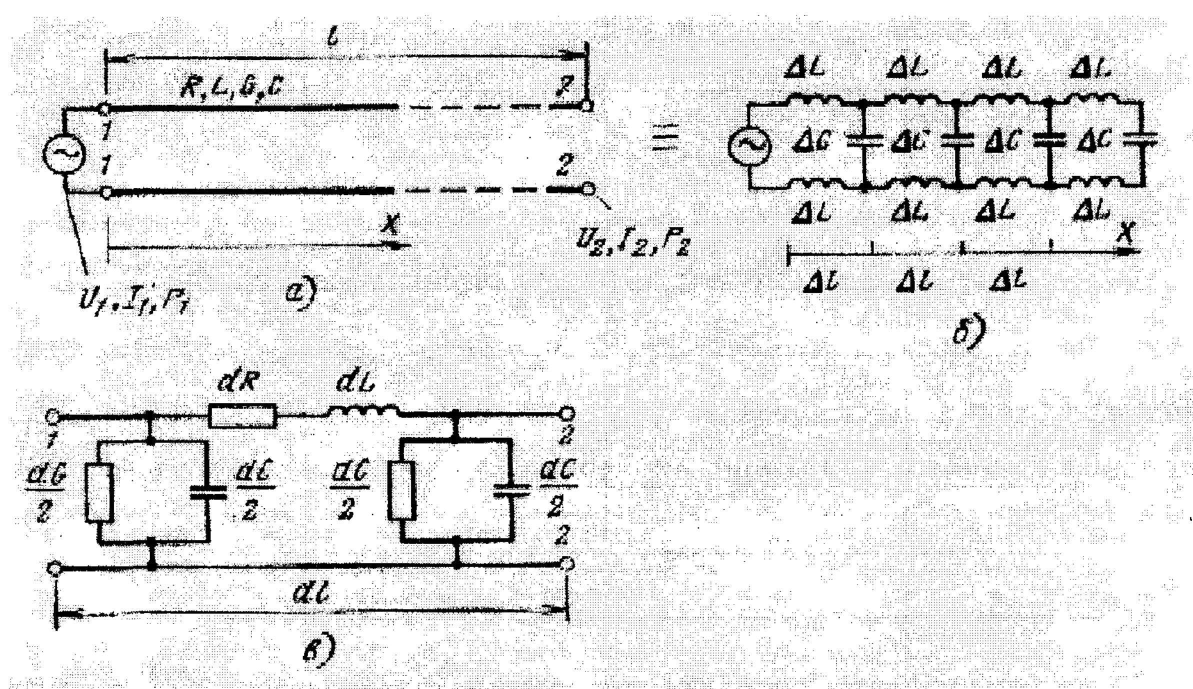


Рис. 3.1. Длинная линия: *а* - схематическое изображение; *б* - эквивалентная схема ; *в* - представление элементарного отрезка линии dl в виде эквивалентного четырехполюсника

Удельное сопротивление линии R_l, Ом/м, представляет собой сопротивление линии, приходящееся на единицу длины. Этот параметр зависит от материала, из которого изготовлена линия питания, частоты колебания (эффект поверхностного тока), а также учитывает взаимодействие отдельных проводников линии питания.

Удельная индуктивность линии L_l, Гн/м, представляет собой индуктивность линии L, приходящуюся на единицу длины линии. Этот параметр сильно зависит от конструкции линии и в слабой мере от частоты. Значение этого параметра, как правило, поддается точному расчету.

Удельная емкость линии C_l, Ф/м, представляет собой емкость линии C, приходящуюся на единицу длины линии. Этот параметр определяется конструкцией линии. В частности, для двухпроводной линии удельная емкость определяется диаметром проводов, расстоянием между ними, а также диэлектрической проницаемостью среды. Диэлектрическая проницаемость ε_r Среды слабо зависит от частоты.

Удельная проводимость линии G_l 1/Ом·м, характеризует потери, приходящиеся на единицу длины линии. Этот параметр зависит от частоты и материала среды, в которой расположена линия питания:

$$G_l=\omega\ C_l \operatorname{tg} \delta, \tag{3.1}$$

где $tg\,\delta$ - тангенс угла диэлектрических потерь. Значение этого параметра для некоторых наиболее употребительных сред приведено в таблице 3.1.

Таблица 3.1.

ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ИЗОЛЯЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Материал	ε_r	***K***	**tg $\delta \cdot 10^3$**
Тефлон	2,1	0,69	0,2
Парафин	2,2	0,67	0,5-1
Полиэтилен	2,26	0,66	0,2
Пенистый полиэтилен	1,5	0,86	0,03
Полистирол	2,5	0,63	0,3-0,6
Плексиглас	2,7	0,61	7
Дерево (береза)	2,5	0,63	40
Резина	2,4-3	0,60	15-18
Поли винил	2,8	0,60	8-20
Кварцевое стекло	3,5	0,53	0,35
Стекло	5-10	0,3-0,4	0,6-15
Бакелит	4	0,50	38
Фарфор	5	0,45	7-8
Слюда	7	0,38	0,2
Титанат бария	5000	-	15

Рассмотренные выше параметры являются первичными параметрами линии и их значение необходимо для вычисления основных параметров линии питания.

Волновое сопротивление линии Z_0 Ом, является одним из основных параметров линии питания. В общем виде волновое сопротивление носит комплексный характер и его взаимосвязь с первичными параметрами определяется соотношением

$$Z_0 = R_0 - \mathrm{i}X_0 = \sqrt{(R_i + \mathrm{i}wL_i)/(G_i + \mathrm{i}w\,C_i)} \qquad (3.2)$$

Как правило, выполняются следующие условия: $\omega L_i >> R_i$ и $C_i >> G_i$. Тогда, как это следует из формулы 3.2, получаем

$$Z_0 = R_0 = \sqrt{L_i / C_i} \qquad (3.3)$$

т.е. волновое сопротивление выражается только действительным числом и определяется только через параметры L_i и C_i.

Вторым основным параметром линии питания является *постоянная распространения* γ, 1/м. Этот параметр в общем виде также носит комплексный характер:

$$\gamma = \alpha + \mathrm{i}\,k\,, \qquad (3.4)$$

где α - коэффициент затухания; k - постоянная распространения (волновое число).

Взаимосвязь параметра γ с первичными параметрами линии определяется соотношением

$$\gamma = \sqrt{(R_i + \mathrm{i}\, w\, L_i)(G_i + \mathrm{i}\, w\, C_i)}\ . \qquad (3.5)$$

Рассмотрим два частных случая, наиболее часто встречающихся на практике.

1. Если $G_i \approx 0$, то

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\frac{1}{2}\left[1 + \sqrt{1 + (R_i / \omega \quad L_i)}\right]} \qquad (3.6)$$

2. Если $R_i \approx G_i \approx 0$,то

$$k = \omega/v = (\omega/c)\ n. \qquad (3.7)$$

или

$$k = \omega/v = (\omega/c)\ n \qquad (3.8)$$

На рис. 3.2 приведены графики, характеризующие параметр k.

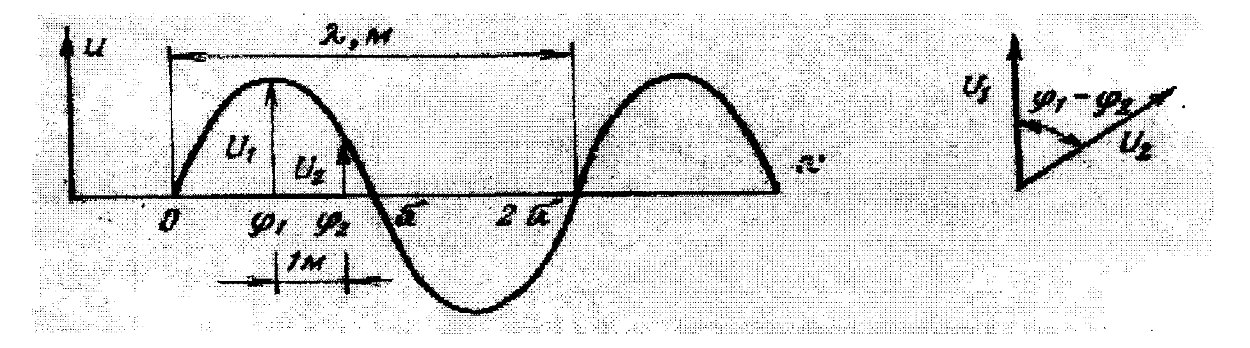


Рис. 3.2. К определению фазовой постоянной $k = 2\pi/\lambda = (\varphi_1 - \varphi_2)/1$ м, выраженной в радианах на метр

Скорость распространения v волны в такой линии определяется ее параметрами; она равна (согласно формулам (2.70) и (2.74)

$$v = \omega/k = 1/\sqrt{LC}\ . \qquad (3.9)$$

Если вспомнить, что $v = c/n = 1\sqrt{\mu\varepsilon}$ и что для обычно используемых медных и алюминиевых проводов $\mu = \mu_0$,то установим, что скорость распространения v зависит от диэлектрической проницаемости среды ε. Коэффициент замедления K в данном случае равен $1/n = 1/\sqrt{\varepsilon_r}$. Значения коэффициента замедления K для различных сред приведены в таблице 3.1.

Скорость распространения волны

$$v = K_c \qquad (3.10)$$

Таким образом, для электромагнитного колебания частотой f длина волны в свободном пространстве $\lambda = \lambda_0$, а скорость распространения v=с. При распространении волны в среде, имеющей диэлектрическую проницаемость εr, длина волны $\lambda = K\lambda_0$, а скорость распространения $v = K_c$.

Пример. Для частоты f=14 МГц длина волны в свободном пространстве $\lambda = c/f$=21,45 м. При распространении этой волны в среде с диэлектрической проницаемостью ε_r=2,3 получаем : $n = \sqrt{\varepsilon_r}$ =1,52, $K = 1/n$ = 0,66 и, следовательно, λ=14,14 м. В свободном пространстве волновое число $k_0 = 2\pi/\lambda_0 = 2\pi/21{,}45 = 0{,}28$ рад/м. Для диэлектрика с ε_r =2,3 (полистирол) $k = 2\pi/\lambda = k_0/K$ = 0,433 рад/м.

Затухание в линии питания характеризует уменьшение уровня напряжения U при прохождении волны вдоль линии. Обратимся к рис. 3.3, на котором схематически пока-

зан процесс ослабления напряженности U волны при ее распространении вдоль линии: амплитуда напряжения U_2 меньше амплитуды напряжения U_1.

Мера затухания в линии питания обычно выражается или в виде

A=20 lg (U_1 / U_2) (3.11а)

где A дано в децибелах, или в виде

$A = \ln(U_1 \backslash U_2)$ (3.11б)

где А давно в неперах;

а коэффициент затухания

$\alpha = A/l$ (3.11в)

где l - расстояние между точками вдоль линии, для которых измеряются значения U_1 и U_2.

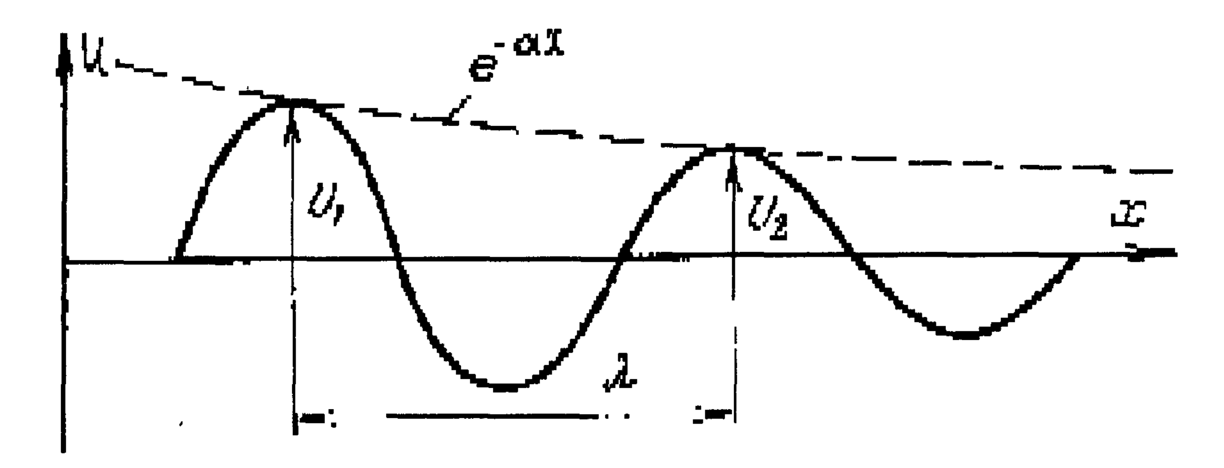


Рис. 3.3. Затухание в длинной линии $\alpha = \frac{1}{\lambda} \ln (U_1/U_2)$ Нп/м

Из приведенных формул просто получить, что

$$\alpha = \frac{20}{l} \lg \frac{U_1}{U_2} \qquad (3.12а)$$

где α дано в децибелах на метр, или

$$\alpha = \frac{1}{l} \ln \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{l} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2l} \ln \frac{P_1}{P_2} \qquad (3.12б)$$

где α дано в неперах на метр.

Используя формулу (3.11в) , можно записать, что

$A = \alpha l$, (3.13)

а используя формулу (3.11), что $\ln(U_1/U_2) = \alpha l$, преобразуя последнее выражение, получаем

$U_2 = U_1 e^{-\alpha l}$. (3.14)

График функции $e^{-\alpha l}$ приведен на рис. 3.3. Эта функция имеет монотонно спадающий характер.

Взаимосвязь коэффициента затухания с первичными параметрами линии питания определяется соотношением

$$\alpha = \frac{\omega}{2k}(R_i C_i + G_i L_i) \approx \frac{1}{2}\left(\frac{R_i}{Z_0} + G_i Z_0 \right) \qquad (3.15)$$

Отсюда для линии с малыми потерями получаем

$\alpha = R_i / 2Z_0$ (3.16)

Зависимость коэффициента затухания от частоты определяется по формуле

$\alpha_{f_2}/\alpha_{f_1}=(f_2/f_1)^{\beta}$, (3.17)

где значения показателя степени β берется равным 0,5 для диапазона КВ и равным 1 для диапазона УКВ.

На рис.3.4 приведены графики, показывающие взаимосвязь ослабления напряжения U, тока I и мощности P с параметрами α, выраженными в децибелах и неперах. Соотношения

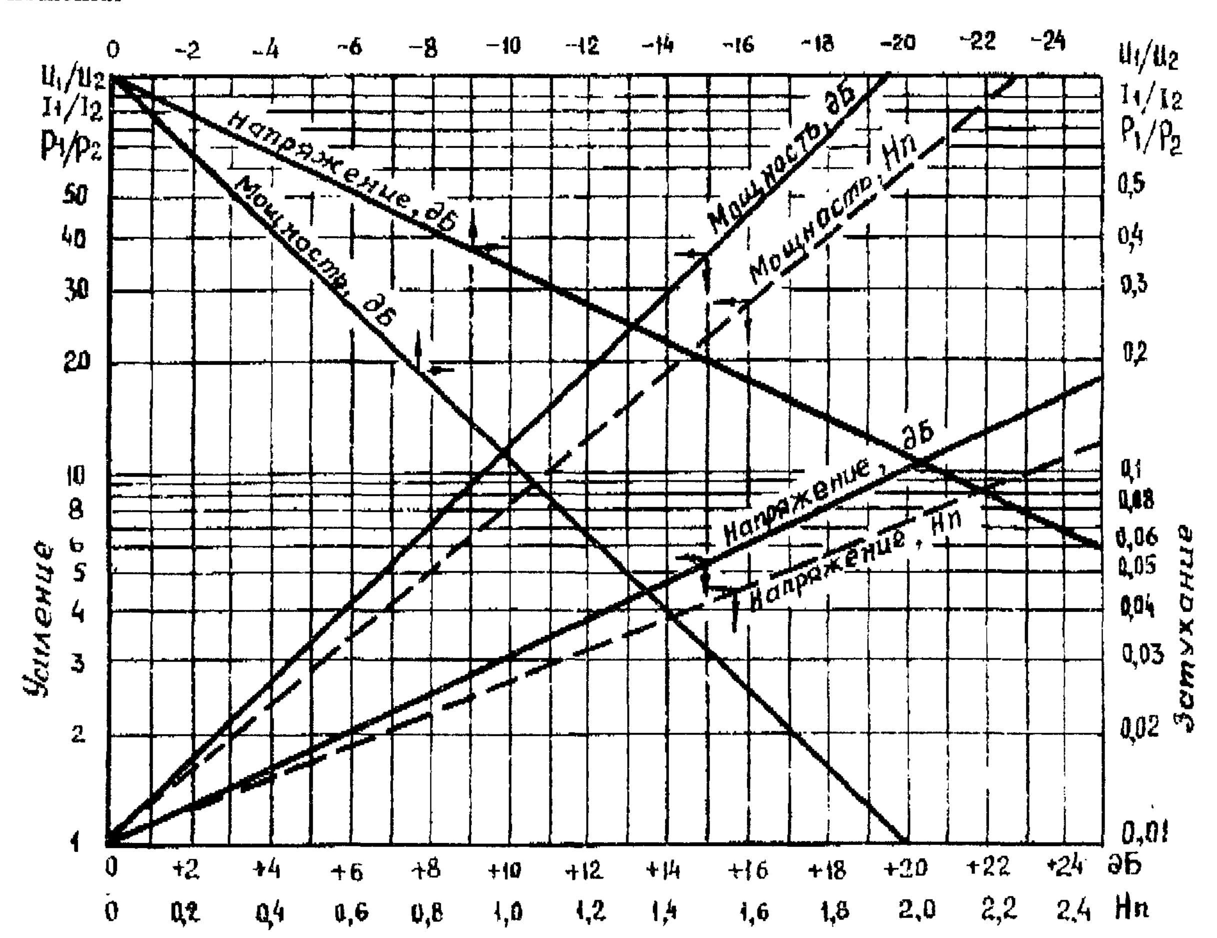


Рис. 3.4. Графики усиления и ослабления тока, напряжения и мощности, выраженных в неперах и децибелах

между значениями затухания, выраженными в децибелах и неперах, имеют вид

$A_{ДБ}=8,686\ A_{Нп}$, $A_{Нп}=0,11513A_{ДБ}$ (3.18)

Исторически сложилось так, что затухание, выраженное в неперах, использовалось в технике проводной связи, а выраженное в децибелах - в радиотехнике. В последние годы, как правило, используется децибельная мера в качестве характеристики степени затухания. Приведенные выше формулы, связывающие параметры затухания для обеих единиц измерения, на наш взгляд, являются полезными для радиолюбителей, которые теперь могут легко перейти от привычной для себя меры к другой.

Коэффициент передачи энергии η характеризует отношение мощности P_1 электромагнитной волны в начале линии к мощности P_2 в конце линии:

$\eta=P_2/P_1$ (3.19а)

Это соотношение, выраженное в децибельной мере имеет вид

$\eta_{ДБ}=10\ \lg\ (P_2/P_1)$. (3.19б)

Если согласование линии питания идеальное (коэффициент стоячей волны по напряжению $K_{стU}=1$), то согласно формуле 3.14

$\eta_1=e^{-2A}=e^{-2\alpha l}$ (3.20а)

Если согласование линии питания неидеальное, т.е. $K_{стU} > 1$, то коэффициент передачи η кроме потерь на затухание должен учитывать потери из-за рассогласования:

$$\eta_2 = \left[\text{ch}\ 2A + 0{,}5(K_{стU} + 1/K_{стU})\ \text{sh}\ 2A\right]^{-1}, \qquad (3.20б)$$

где ch x и sh x - функции гиперболического косинуса и синуса соответственно:
$\text{ch}\ x = (e^{x} + e^{-x})/2$; $\text{sh}\ x = (e^{x} - e^{-x})/2$.

В частном случае, когда влияние затухания в линии из-за потерь мало, т.е. 2A<<1, формула (3.20б) несколько упрощается и принимает вид

$$\eta_2 = \left[1 + (K_{стU} + 1/K_{стU})A\right]^{-1} \qquad (3.20в)$$

где A - затухание в линии, выраженное в неперах, $K_{стU}$ - коэффициент стоячей волны.

На рис. 3.5 приведены графики изменения коэффициента передачи в зависимости от

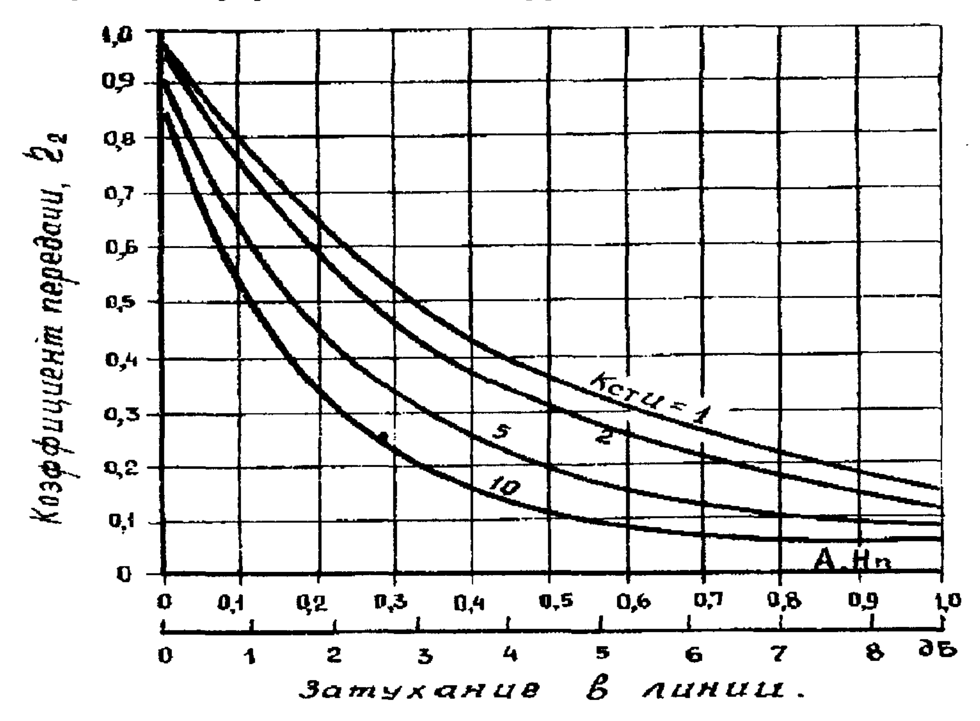


Рис. 3.5. Зависимость коэффициента передачи η от затухания A и коэффициента стоячей волны $K_{стU}$

затухания в линии A и коэффициента стоячей волны $K_{стU}$. Так, например, для A=2 дБ (или 0,22 Нп) и из этих графиков следует, что : 1. $K_{стU}=1$, η=64%; 2. $K_{стU}=2$, η=61%; 3. $K_{стU}=5$, η=45%.

Теперь перейдем к анализу различных линий передач.

3.2. Однопроводная линия передачи, схематически изображенная на рис.3.6*а*, представляет собой единичный провод диаметром d см, расположенный на высоте h см, над землей. Первичные параметры однопроводной линии передачи связаны с ее геометрией, частотой f, выраженной в мегагерцах, и зависят от материала, из которого сделан провод, следующими соотношениями:

$$R_i = a\sqrt{f/d} \qquad (3.21)$$

$$C_i = 10^{-8}/415\ \lg\ (4h/d\ ); \qquad (3.22)$$

$$L_i = 46{,}5 \cdot 10^{-8} \lg(4h/d\ ) \qquad (3.23)$$

(a=0,00855 для меди и a= 0,0108 для алюминия, R_i - дано в омах на метр, C_i - в фарадах на метр, L_i - в генри на метр).

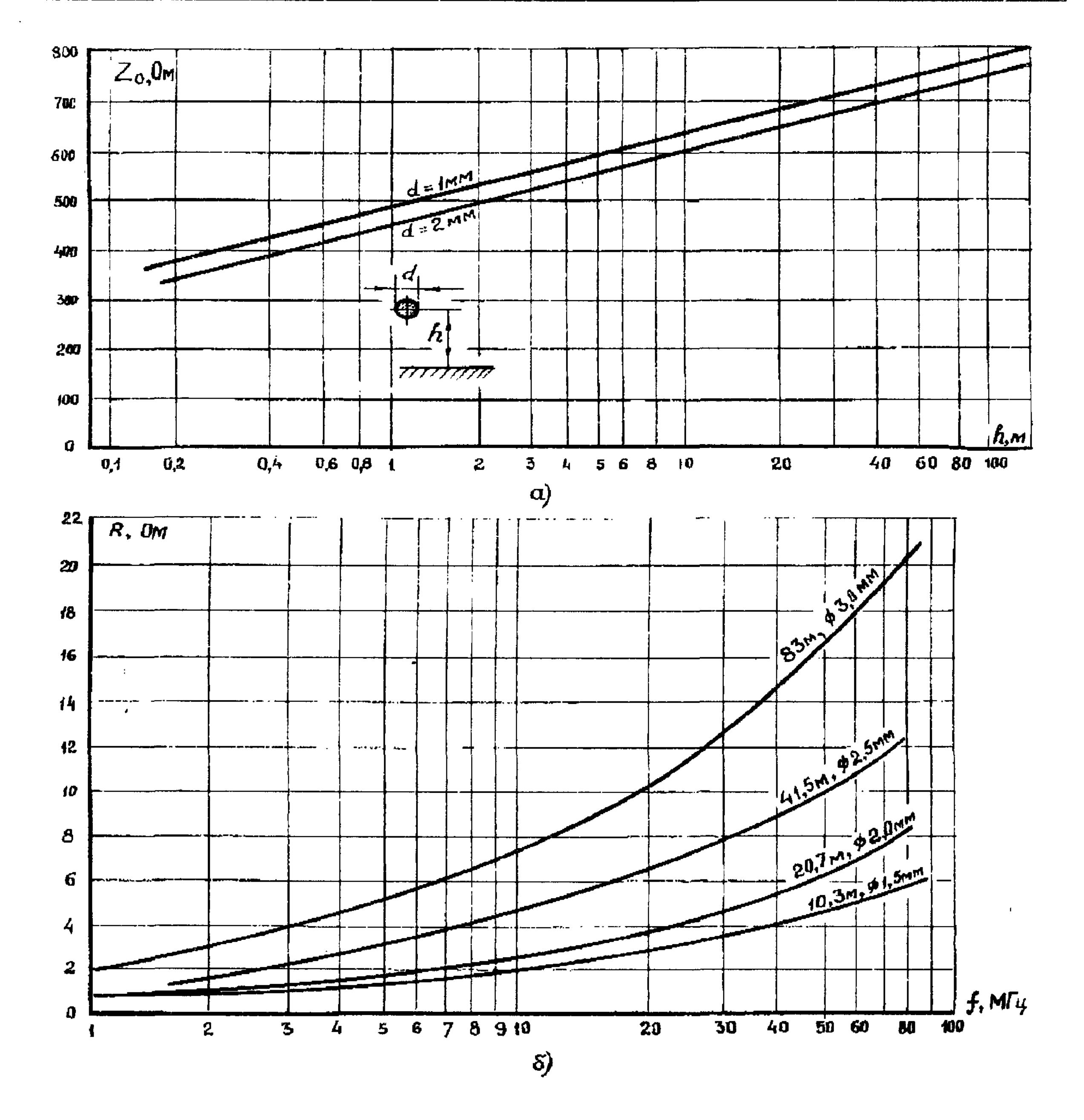


Рис. 3.6. Характеристики однопроводной линии:
а - зависимость волнового сопротивления однопроводной линии с диаметром *d* от высоты *h* подвеса над землей; *б* - зависимость сопротивления однопроводной медной линии (с учетом поверхностного эффекта) от частоты

Волновое сопротивление однопроводной линии (в омах)

$$Z_0 = R_0 = 60\ln(4h/d). \qquad (3.24)$$

Графики изменения волнового сопротивления однопроводной линии в зависимости от высоты подвеса h, выраженной в метрах, для двух диаметров проводов (d_1=1мм и d_2=2мм) приведены на рис. 3.6*а*. На рис. 3.6*б* приведены графики изменения R_i от частоты f для четырех типов однопроводной линии передачи.

3.3. Двухпроводная симметричная линия передачи, изображенная на рис.3.7, представляет собой два провода диаметром d см, расположенных на расстоянии e см друг от друга. На этом же рисунке приведена структура электромагнитного поля, возбуждаемого вокруг двухпроводной линии, расположенной в свободном пространстве (рис. 3.7*а*), и при размещении линии в диэлектрике специальной формы, покрытом каплями воды (рис.3.7*б*). Как правило, для таких линий передач выполняется условие $e \geq 10d$. При этом условии взаимосвязь первичных параметров линии с ее геометрией, частотой колебаний и

свойствами материала, из которого выполнены провода линии определяется соотношениями

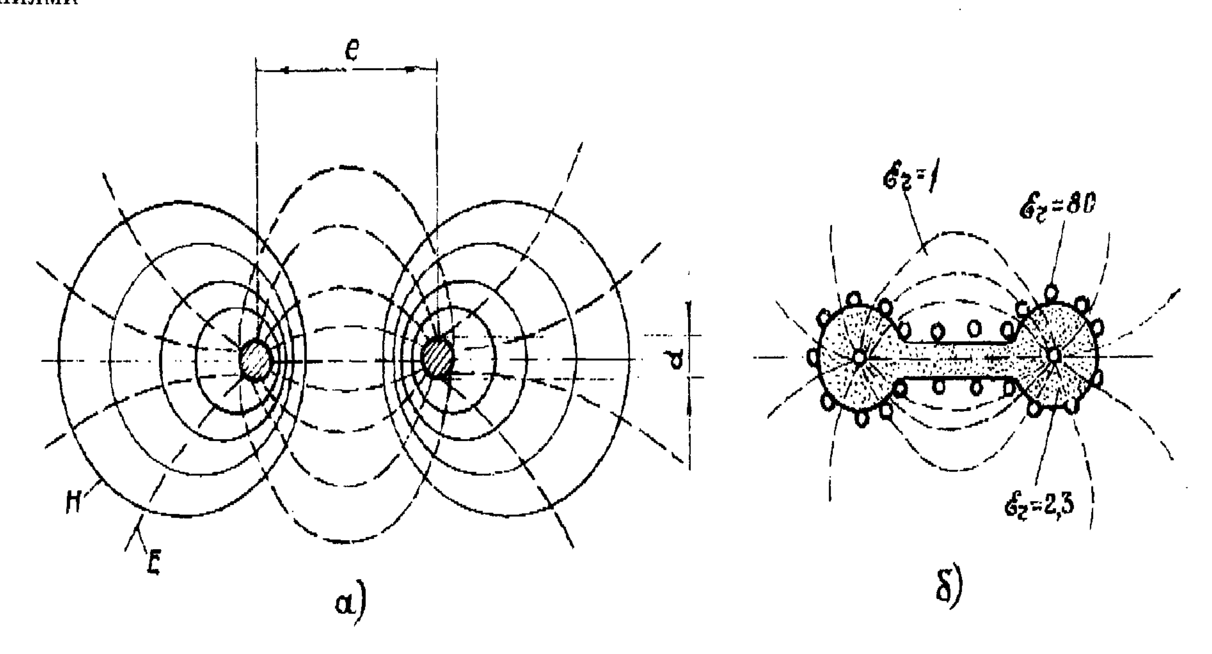


Рис. 3.7. Структура электромагнитного поля, возбуждаемого вокруг двухпроводной симметричной линии:
а - расположенной в свободном пространстве; *б* - размещенной в диэлектрике специальной формы, поверхность которого покрыта каплями воды

$$R_i = 2a\sqrt{f/d} \tag{3.25}$$

$$C_i = \frac{12{,}06\cdot 10^{-12}\varepsilon_r}{\lg\left[e/d+\sqrt{(e/d)^2-1}\right]} \approx \frac{12{,}6\cdot 10^{-12}\varepsilon_r}{\lg(2e/d)} \tag{3.26}$$

$$L_i = 0{,}921\cdot 10^{-6}\lg\left[e/d+\sqrt{(e/d)^2-1}\right] \approx 0{,}921\ \lg(2e/d)\ 10^{-6}. \tag{3.27}$$

Волновое сопротивление двухпроводной линии

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}}\lg\left[\frac{e}{d}+\sqrt{\left(\frac{e}{d}\right)^2-1}\right] \approx \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}}\lg\left(\frac{2e}{d}\right). \tag{3.28}$$

На рис. 3.8 приведены графики зависимости волнового сопротивления двухпроводной линии от ее геометрических параметров.

Затухание двухпроводной линии α_i имеет в общем случае две составляющие:

$$a_i = \alpha_п + \alpha_{изл}. \tag{3.29}$$

где $\alpha_п$ - затухание , обусловленное потерями во внешней среде, $\alpha_{изл}$ - затухание, обусловленное потерями на излучение. Можно считать, что в диапазоне КВ потери на излучение отсутствуют, т.е. $\alpha_{изл}=0$. В этом случае потери будут обусловлены только первым слагаемым формулы (3.29):

$$\alpha_п = 2{,}62\cdot 10^{-3}\cdot\sqrt{f/d\,\lambda\gamma(2e/d)}. \tag{3.30}$$

В этой формуле α дано в децибелах на метр, частота f - мегагерцах, а параметры линии e и d в миллиметрах. На рис. 3.8 приведены зависимости затухания двухпроводной линии от ее параметров для частоты f=20 Мгц. Затухание для других частот можно легко пересчитать, используя формулу (3.30).

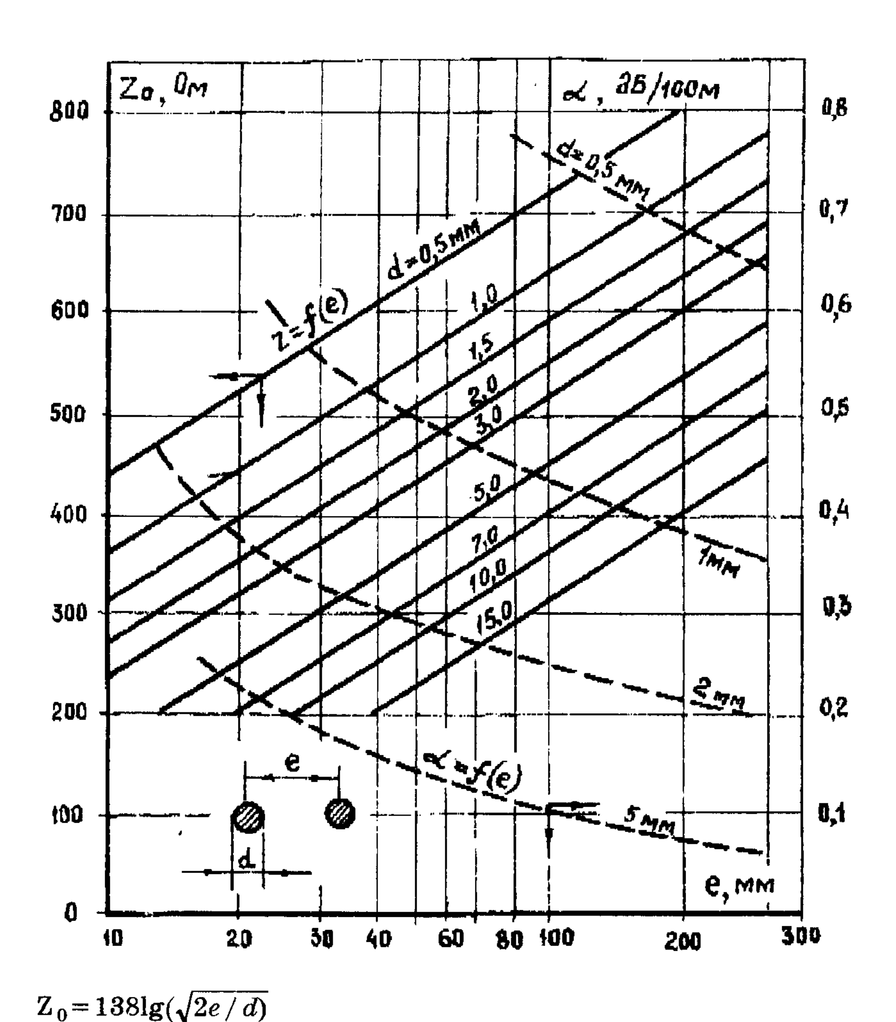


Рис. 3.8. Зависимость волнового сопротивления и затухания двухпроводной линии от ее геометрических параметров

В диапазоне УКВ нельзя пренебречь потерями на излучение.

$$\alpha_{изл} = 1{,}86 \cdot 10^3 \frac{(e/\lambda)^2}{\lg(2e/d)} \quad (3.31)$$

3.4. Четырехпроводная симметричная линия, показанная на рис. 3.9, используется в тех случаях, когда необходимо получить небольшое значение волнового сопротивления и уменьшенное значение потерь. Волновое сопротивление такой линии

$$Z_0 = 138\lg(\sqrt{2e/d}) \quad (3.32)$$

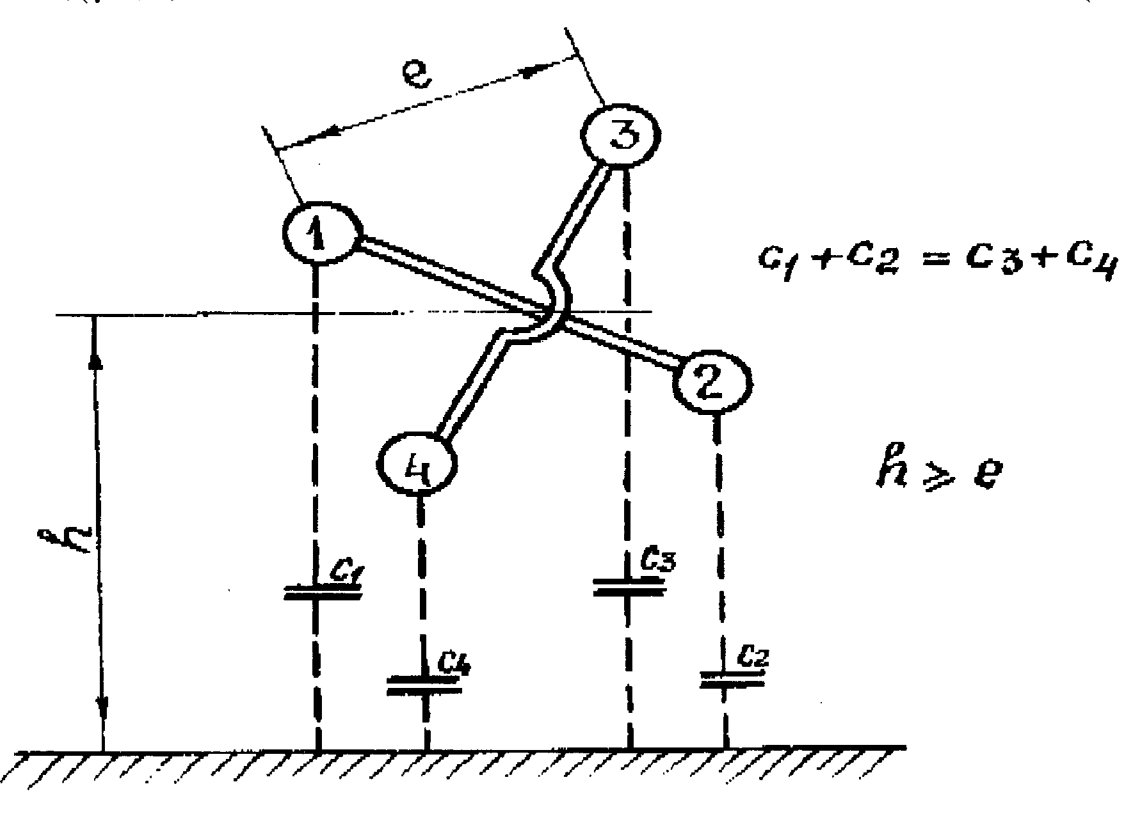


Рис. 3.9. Четырехпроводная симметричная линия, расположенная на высоте h над землей

Формула 3.32 справедлива, когда $e \geq 10d$.

Затухание четырехпроводной линии (в децибелах на метр)

$$\alpha = 2{,}62 \cdot 10^3 \sqrt{f/d}\ \lg(\sqrt{2e/d}) \qquad (3.33)$$

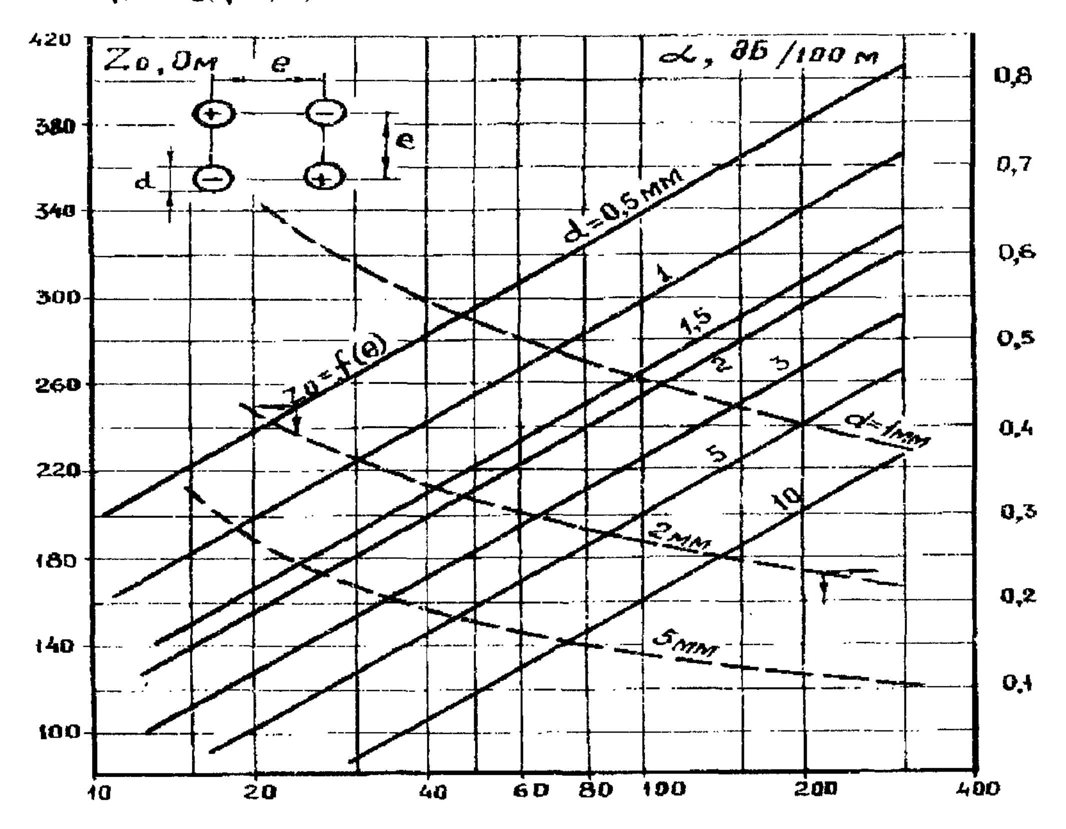


Рис. 3.10. Зависимость волнового сопротивления и затухания четырехпроводной линии от ее геометрических параметров

На графиках рис.3.10 приведены зависимости волнового сопротивления и затухания четырехпроводной линии от ее геометрических параметров. В частности, из приведенных графиков следует, что четырех проводная линия, имеющая волновое сопротивление $Z_0 = 300$ Ом, обладает затуханием, в 2 раза меньшем, чем эквивалентная ей (по волновому сопротивлению двухпроводная линия).

3.5. Линия плоскостного типа. Линия плоскостного типа представляет собой центральный проводник круглого поперечного сечения, расположенный симметрично между двумя параллельными металлическими плоскостями рис.3.11. Эту линию можно считать разновидностью коаксиальной линии, у которой роль наружного проводника выполняют параллельные плоскости. Основным типом волны в плоскостной линии является ТЕМ-волна, структура поля которой показана на рис.3.11. Из рисунка видно, что электромагнитное поле между проводящими плоскостями быстро убывает по мере удаления от центрального проводника в плоскости симметрии лини, т.е. в направлении, противоположном стрелке *A*. Можно считать, что при $S>5D$ поле вне размера практически отсутствует.

Основное применение плоскостная линия находит в измерительных линиях, предназначенных для коаксиальных тактов, а также при разработке сложных коаксиальных элементов. Экспериментирование с плоскими наружными проводниками существенно проще, чем с круглыми.

Волновое сопротивление плоскостной линии выбирается равным волновому сопротивлению стыкующейся с ней коаксиальной линии. Рассчитать его можно по следующей формуле, Ом:

$$Z_0 = 138\ \lg\left(1{,}27\frac{D}{d}\right), \qquad (3.34)$$

где размеры D и d показаны на рис.3.11, или по графику, изображенному на рис. 3.12. Обычно диаметр d или размер D у плоскостной линии и стыкующейся с ней коаксиаль-

ной линии одинаковы. А так как тип волны в них один и тот же, то при равенстве волновых сопротивлений отражения от места стыковки невелики. Они еще могут быть уменьшены, если применить компенсацию отражений подобно тому, как это делается при соединении коаксиальных линий разного поперечного сечения, но одинакового волнового сопротивления.

Применение плоскостной линии в качестве измерительной линии в коаксиальных трактах выгодно тем, что практически исключается несколько существенных погрешностей измерений по сравнению с коаксиальной.

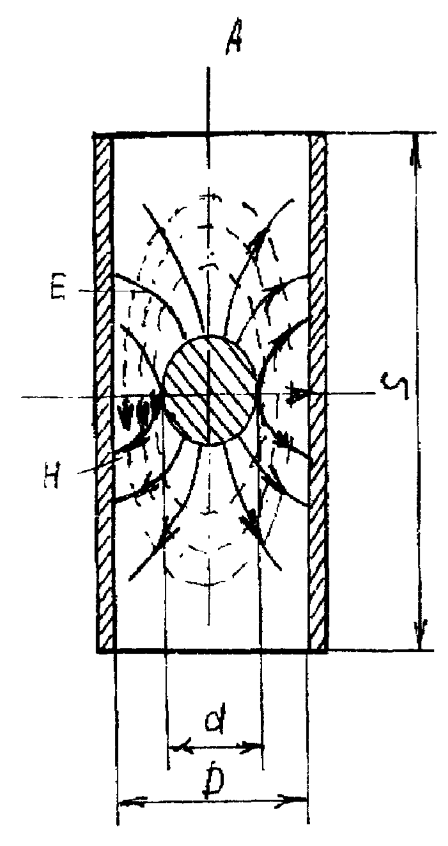


Рис. 3.11. Структура поля ТЕМ-волны в поперечном сечении плоскостной линии.

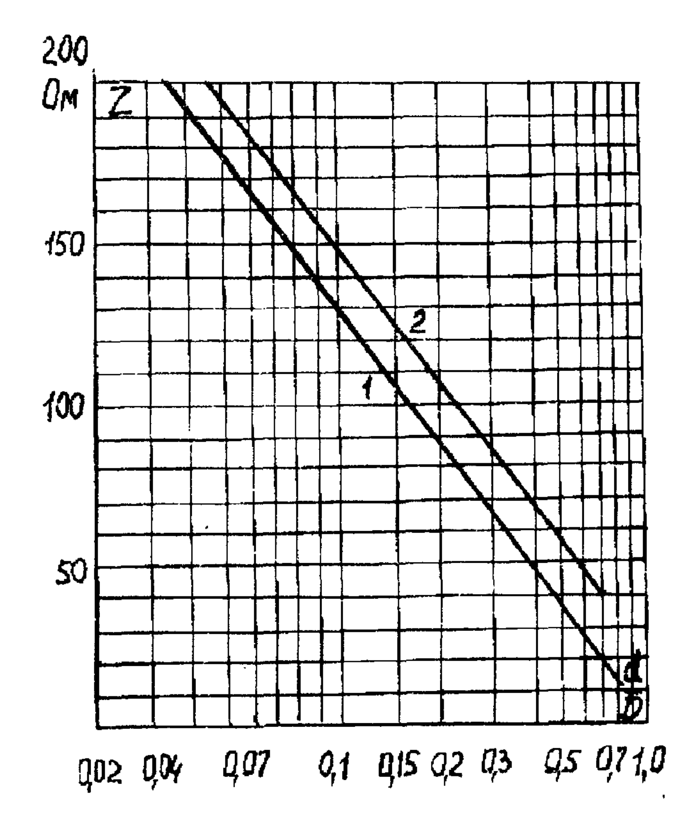


Рис. 3.12. Волновое сопротивление линии передачи с воздушным диэлектриком в зависемости от d/D.

1 - для коаксиальной линии; *2* - для плоскостной линии.

В коаксиальной измерительной линии прорезают продольную цель в наружном проводнике, через которую в пространство между наружным и внутренним проводниками вводится зонд индикаторного устройства. Длину щели делают несколько большей самой длинной волны рабочего диапазона, чтобы иметь возможность измерять напряженность поля в нескольких максимумах и минимумах стоячей волны и оценивать повторяемость результатов. И хотя продольная щель не является излучающей, т.е. она параллельна направлению высокочастотных токов, все же она несколько изменяет волновое сопротивление линии. Поэтому конструкторы измерительных линий экспериментально подбирают ширину щели и требуют прорезания ее с предельно малыми допусками и максимально симметрично относительно продольной оси коаксиальной линии. Наиболее часто встречаются щели шириной 1-3 мм. Имение волнового сопротивления коаксиальной линии, вызванное наличием щели в наружном проводнике, может быть подсчитано по формуле:

$$\frac{\Delta Z_0}{Z_0} = \frac{1}{\pi^2}\frac{s^2}{D^2 - d^2} \qquad (3.35)$$

где s - ширина щели в тех же единицах длины, что D и d. Этой формулой следует пользоваться при точных измерениях с помощью измерительной линии. Если щель в измерительной линии прорезана не идеально симметрично, то возможно возбуждение так называемых щелевых волн, которые особенно при наличии резонанса, могут давать сильное излучение через щель и вызывать большие искажения результатов измерения коэффици-

ента стоячей волны на отдельных частотах. Для устранения возбуждения щелевой волны, в коаксиальных измерительных линиях применяют экран зонда, который состоит из двух металлических пластинок, погруженных в щель и соединенных гальванически с кареткой зонда, но не касающихся самого зонда.

Применение в измерительной коаксиальной линии на длине перемещение зонда плоскостной линии позволяет прежде всего существенно уменьшить влияние на результаты измерения непостоянства глубины погружения зонда при его движении вдоль линии. В плоскостной измерительной линии зон расположен по стрелке *A* (рис. 3.11) и может перемещаться в направлениях, перпендикулярных плоскости рисунка.

Рассмотрим другое преимущество плоскостной измерительной линии перед коаксиальной. Так как в плоскостной линии нет щелевых видов волн, излучение в окружающее линию пространство отсутствует. Если, как обычно принято, в плоскостной линии взять $S=5D$ (рис. 3.11), то линиям в смысле экранировки от окружающего пространства будет эквивалентна коаксиальной линии с продольной щелью, угловой размер которой равен всего лишь 0,0015 рад. В пределах этого угла в наружном цилиндрическом проводнике коаксиальной линии прорезана продольная щель. Если , как обычно , D равно 30 мм, то ширина щели $s=D\varphi/2\approx0{,}024$ мм. Ясно, что столь узкую щель в коаксиальной линии технически выполнить сложно, а работать с еще более тонким зондом практически невозможно.

Плоскостная линия оказалась удобной и при устройстве поглощающих аттенюаторов. Коаксиальные аттенюаторы ножевого типа похожие по конструкции на волноводные аттенюаторы, имеют малое ослабление (до 15-20 дБ) резкое изменение ослабления в зависимости от глубины погружения “ножа” и от частоты.

Изобретатель В.С. Кобяков на основе плоскостной линии сконструировал поглощающий аттенюатор, не имеющий этих недостатков. Схематически он показан на рис. 3.13,*а*. Размеры плоскостей линии: d=10,8 мм, D=20 мм и S=58 мм. Чтобы исключить излучение энергии, в окружающее пространство, в области, где поля ТЕМ-волны малы, т.е. на расстояние S/2 от оси центрального проводника, наружные проводники плоскостной линии закорочены между собой. В результате наружный проводник плоскостной линии имеет в поперечном сечении форму волновода прямоугольного сечения.

В качестве поглощающего устройства применены две полумуфты прямоугольного поперечного сечения из поглощающего материала М-1. На каждой из полумуфт на стороне обращенной к центральному проводнику имеется продольное углубление (рис. 3.13,*б*). При длине поглощающих полумуфт 270 мм в десятисантиметровом диапазоне волн максимальное ослабление оказывается равным 50-60 дБ. Это значение ослабления получается в том случае, когда поглощающие полумуфты плотно без зазора придвинуты к центральному проводнику. При этом центральный проводник плоскостной линии полностью окружен материалом М-1. Минимальное ослабление (менее 0,5дБ) получается, когда поглощающие полумуфты отнесены от центрального проводника параллельно его продольной оси на 14-15 мм. Принцип устройства механизма перемещения полумуфт такой же, как и у волнового аттенюатора ножевого типа, изображенного на рис. Для обеспечения хорошего согласования в широкой полосе частот поглощающие полумуфты имеют скосы, показанные на рис. 3.13*б*. Подсоединение аттенюатора к коаксиальному тракту осуществляется с помощью стандартных коаксиальных разъемов для каналов 7/16 или 4,34/10 (рис.3.23). Этот аттенюатор может работать в диапазоне 1-5 ГГц, предельная средняя поглощаемая мощность у него сравнительно высокая (120 Вт), а полное значение ослабления увеличивается в сторону коротких волн.

3.6. Полосковая линия, изображенная на рис. 3.14, используется, главным образом, в качестве отдельных элементов линий передач, например, как согласующее устройство. Кроме того, полосковая линия может быть использована в качестве двухпроводной линии, имеющей пониженное значение волнового сопротивления. Затухание этих линий рассчитывается по сложным формулам, которые здесь не приводим. Ограничимся лишь сведениями о том, что значение этого параметра меньше, чем у двух- и четырехпроводных линий.

Между проводящими элементами полосковой линии может быть размещен диэлектрик, в частности, как элемент крепления проводящих элементов. Волновое сопротивление полосковой линии, конфигурация которой приведена на рис. 3.14,

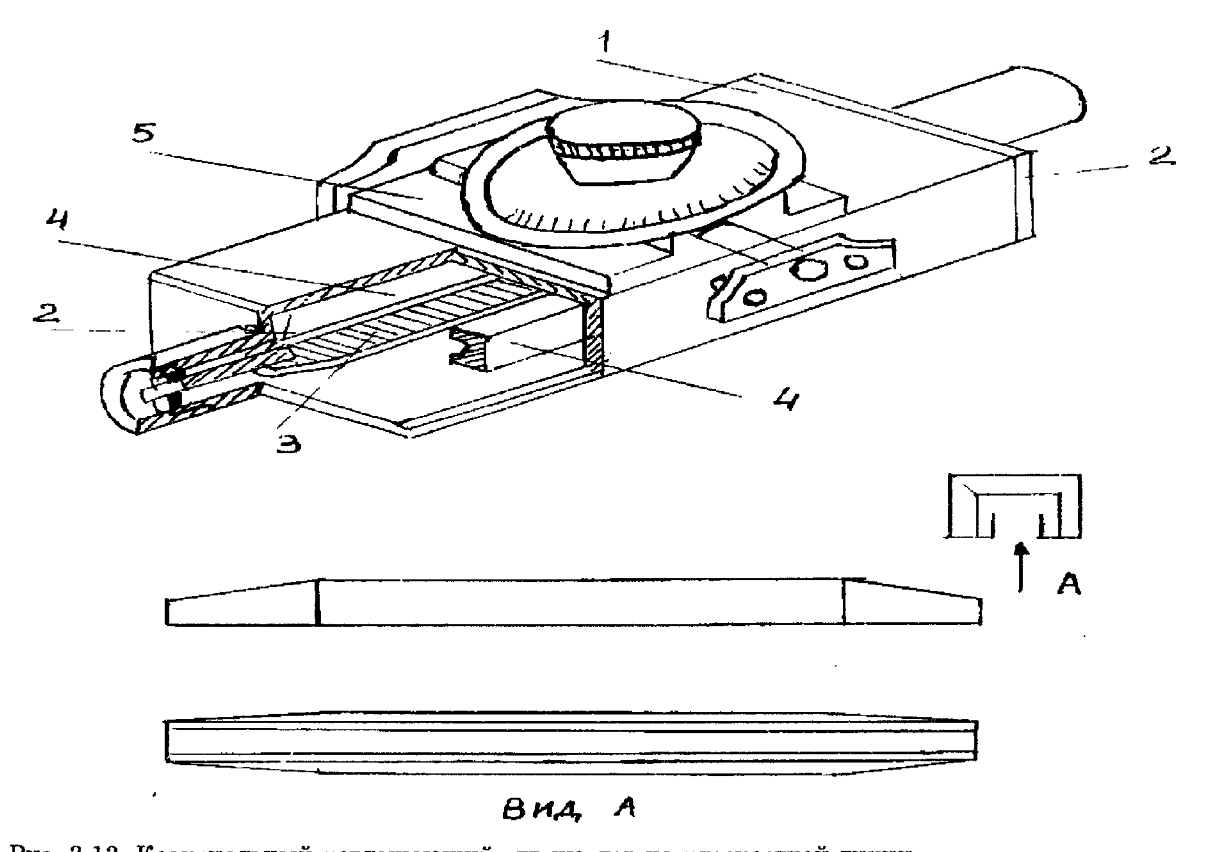


Рис. 3.13. Коаксиальный поглощающий аттенюатор на плоскостной линии.
а - общий вид; *б* - поглощающая полумуфта; *1* - корпус; *2* - крышка с коаксиальным выходом; *3* - центральный проводник плоскостной линии; *4* - поглощающие полумуфты; *5* - механизм перемещения полумуфт.

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg\left(1 + \frac{e}{a}\right) + \frac{8e}{a+e} - 2\left(\frac{e}{a+e}\right)^2. \qquad (3.36)$$

Эта формула справедлива при следующих ограничениях:
$b>3a$, $d<<a$. На графиках рис. 3.14 приведены характеристики изменения волнового сопротивления двух типов полосковой линии в зависимости от их геометрических параметров.

3.7. Коаксиальные линии, изображенные на рис. 3.15, наиболее часто используются в качестве линии питания. Удельное сопротивление (в омах на метр), коаксиальной линии

$$R_i = 0{,}083\sqrt{f}(k_1 / d + k_2 / D),$$
(3.37)

где f - частота, МГц; d - диаметр внутренней жилы, мм: D - диаметр (внутренний) экрана, мм; k_1 и k_2 - коэффициенты, зависящие от конструктивных особенностей коаксиальной линии.

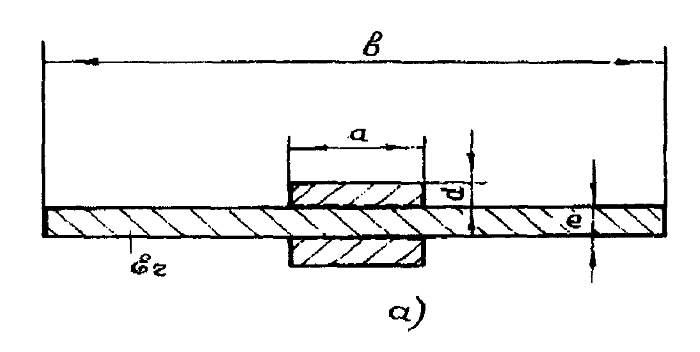
Целесообразно иметь в виду следующую информацию.

1.Коэффициент k_1, зависящий от способа выполнения средней жилы, имеет значение $k_1=1$ для коаксиальной линии, средняя жила которой выполнена из одиночного провода, и значение $k_1>1$, если средняя жила выполнена в виде скрутки из нескольких проводников, суммарный диаметр d_Σ которых равен диаметру одиночного провода. Например, для средней жилы, выполненной в виде скрутки из семи проводов, $k_1=1{,}1$.

2. Выполнение внутренней жилы в виде набора скрученных проводов обеспечивает эластичность коаксиального кабеля в целом. Как правило, период скрутки проводников в 10-15 раз превышает внешний диаметр кабеля.

3. Выполнение внешнего экрана в виде скрутки поводов эквивалентно увеличению коэффициента k_2. Так, например, если угол скрутки внешних проводов составляет 60°, то

k_2 =1,6. С уменьшением угла скрутки от 45° до 30° значение коэффициента k_2 возрастает от 1,9 до 2,7. Для цельного внешнего экрана коэффициент k_2 =1.



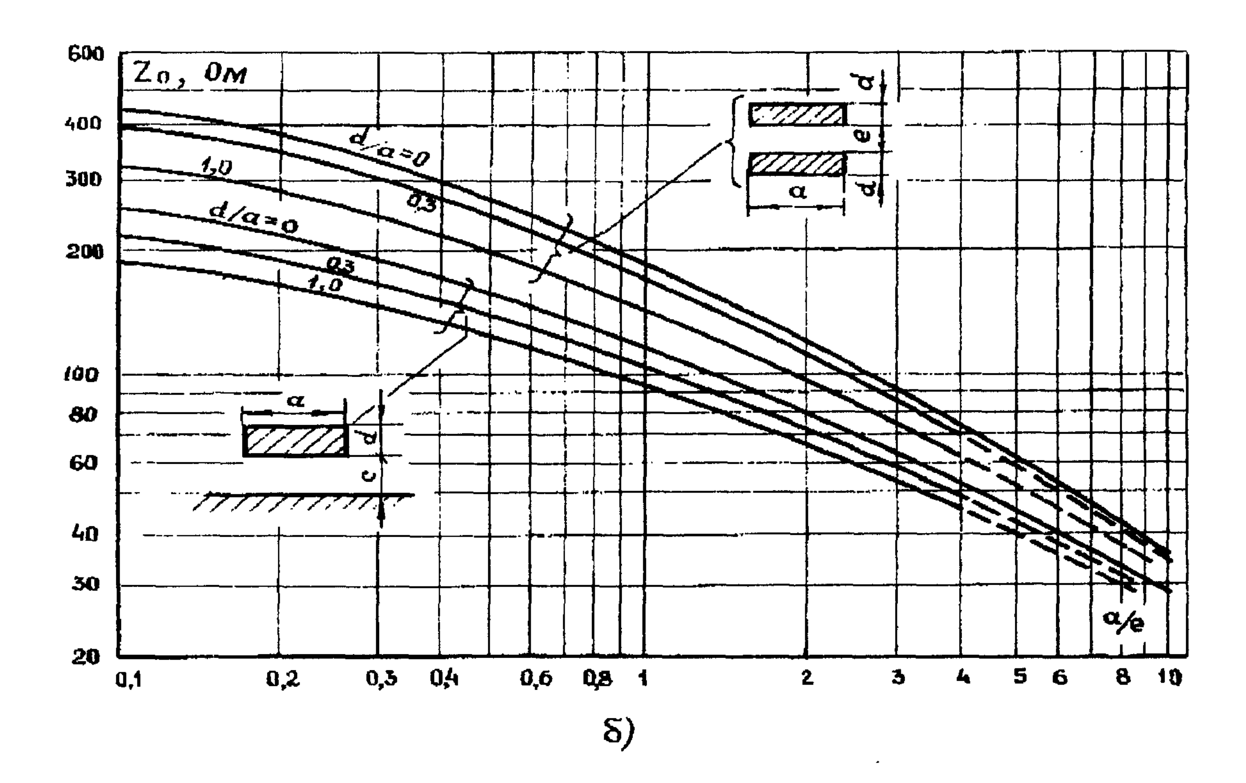


Рис. 3.14. Полосковая линия:
а - схематическое изображение линии; *б* - зависимость волнового сопротивления полосковой линии от ее геометрических параметров

4. Обработка внешних и внутренних проводников коаксиального кабеля оловом увеличивает значения коэффициента k_1 и k_2 на 16%, а серебрение уменьшает на 3%.

5. Внешняя оболочка кабеля служит как для предотвращения от механических повреждений, так и для защиты от коррозионных повреждений внешнего экрана.

Удельная емкость коаксиальной линии (в фарадах на метр)

$$C_i = \frac{5{,}55\varepsilon_r \cdot 10^{-4}}{\ln(D/d)} = \frac{2{,}41\varepsilon_r \cdot 10^{-4}}{\lg(D/d)}. \qquad (3.38)$$

Для многопроводной внутренней жилы вместо ее истинного диаметра d в формулу (3.38) следует подставить эквивалентный диаметр

$$d_{\text{экв}} = 0{,}934d. \qquad (3.39)$$

Удельная индуктивность коаксиальной линии (в микрогенри на метр)

$$L_i = 0{,}2\ln(D/d) + (13{,}33/\sqrt{f})(1/d + 1/D). \qquad (3.40)$$

Для диапазона КВ можно ограничиться только первым членом формулы (3.40). Получаем

$$L_i = 0{,}2\ln(D / d)10^{-6} = 0{,}48\lg(D / d)10^{-6}. \quad (3.41)$$

где L_i дано в генри на метр.

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$Z_0 \approx R_0 = (60 / \sqrt{\varepsilon_r})\ln(D / d) = (138 / \sqrt{\varepsilon_r})\ln(D / d). \quad (3.42)$$

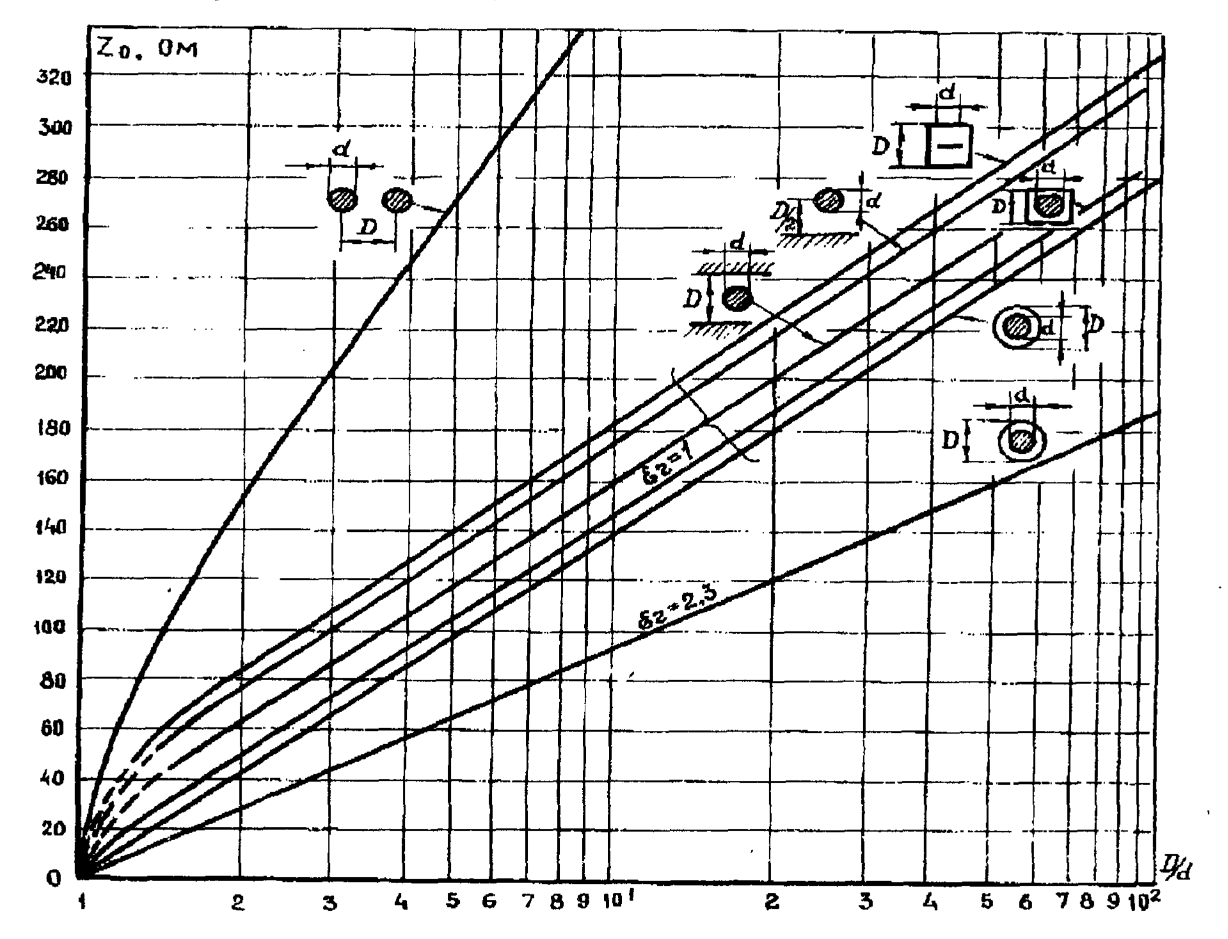


Рис. 3.15. Зависимость волнового сопротивления Z_0 от отношения диаметров D/d

На рис. 3.15 приведены графики волнового сопротивления коаксиальной линии в зависимости от ее параметров, а также графики волнового сопротивления других коаксиальной линии в зависимости от ее параметров, а также графики волнового сопротивления других типов линий передач. На рис. 3.16 приведена номограмма для определения волнового сопротивления коаксиальной линии в зависимости от отношения D/d и от диэлектрической проницаемости среды, заполняющей пространство между внешней и внутренней жилами.

Удельное затухание коаксиальной линии, зависящее как от ее геометрических параметров, так и от свойств среды заполнения, определяется по формуле

$$\alpha = \frac{2{,}62 \cdot 10^{-3}\sqrt{\varepsilon_r f}\,(1 + D / d)}{D\lg(D / d)} + 9{,}1 \cdot 10^{-3} f\sqrt{\varepsilon_r}\,\mathrm{tg}\,\delta \quad (3.43)$$

где α дано в децибелах на метр.

Необходимо обратить внимание на следующие свойства параметров коаксиальной линии:

1. Потери в коаксиальной линии зависят как от отношения D/d, так и от значения диэлектрической проницаемости среды заполнения и достигают минимума при D/d=3,6. Это отношение соответствует волновому сопротивлению 75 Ом для линии с воздушной изоляцией, волновому сопротивлению 60 Ом для линии с изоляцией в виде пористого полиэтилена (рис. 3.17).

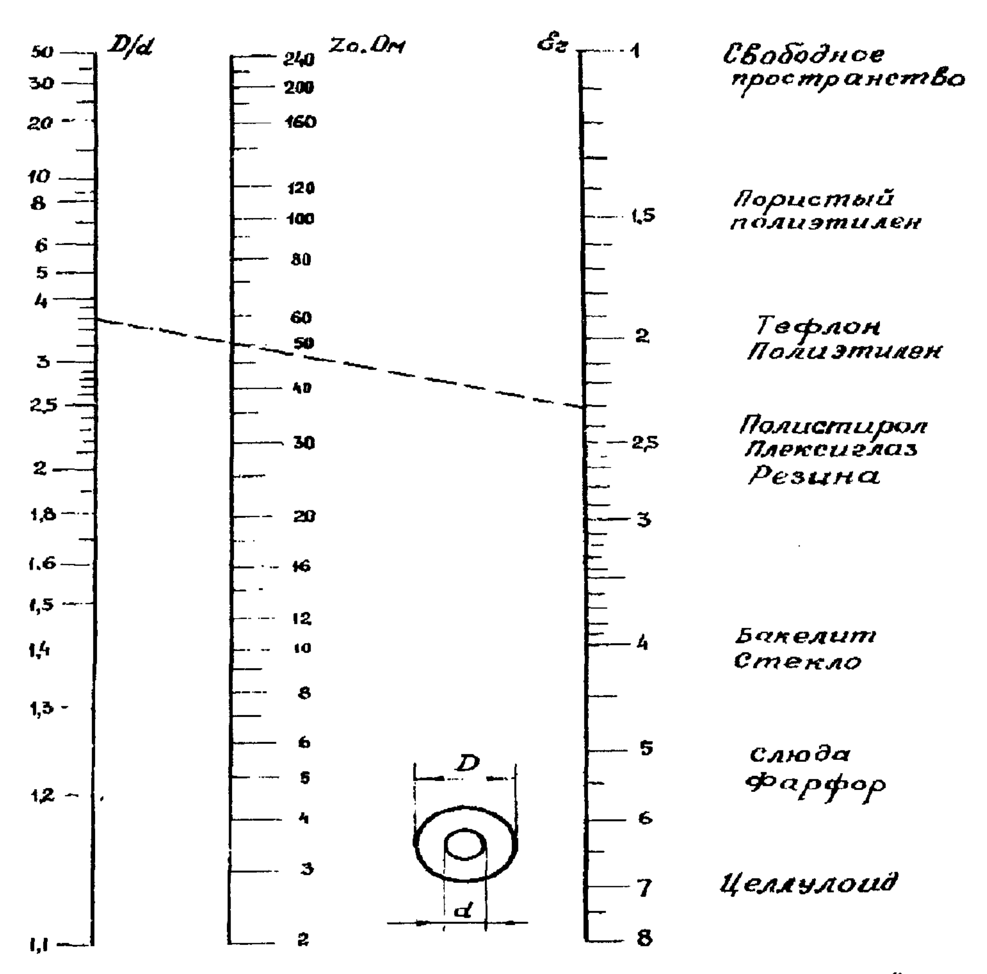


Рис. 3.16. Номограмма для определения волнового сопротивления коаксиальной линии, заполненной различными диэлектриками

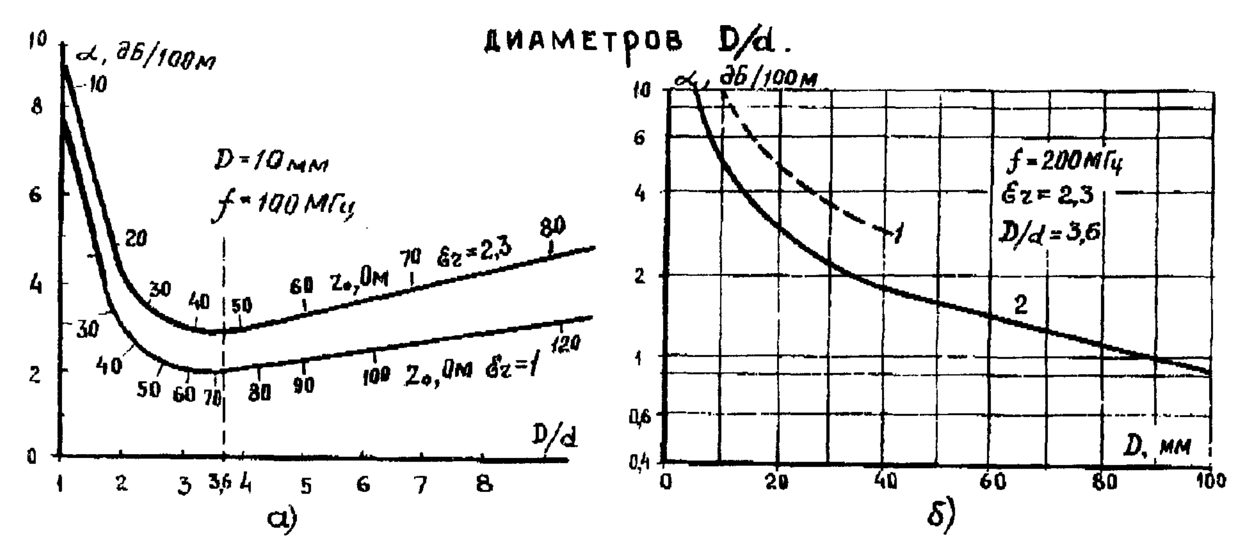


Рис. 3.17. Зависимость затухания в коаксиальной линии:
а - от отношения D/d для двух сред заполнения: свободного пространства, ε_r =1, и полиэтилена, ε_r =2,3; *б* - от диаметра внешнего экрана;
1 - сплошная внутренняя жила; *2* - внутренняя жила из скрученных проводников

2. Коаксиальная линия с волновым сопротивлением 75 Ом, имеющая полиэтиленовую изоляцию, обладает потерями на 16% больше по сравнению с линией, имеющей волновое сопротивление 50 Ом, при равенстве диаметров внешних экранов у обеих линий.

3. Увеличение внешнего диаметра D линии при сохранении отношения D/d приводит к уменьшению потерь в коаксиальной линии.

4. Коаксиальная линия со сплошной внутренней жилой имеет меньшее затухание.

5. Для уменьшения затухания в коаксиальной линии (без увеличения внешнего диаметра) целесообразно уменьшить значение диэлектрической проницаемости среды заполнения, что позволяет при увеличенном значении диаметра внутреннего провода получить прежнее значение волнового сопротивления.

6. Уменьшение эквивалентного значения диэлектрической проницаемости среды заполнения может быть достигнуто или путем использования набора шайб для крепления средней жилы, или путем применения для той же цели кордельной намотки (как правило, с большим шагом).

7. Попадание влаги во внутреннюю полость коаксиальной линии, приводящее к резкому изменению ее параметров (волновое сопротивление уменьшается, а потери увеличиваются), недопустимо с точки зрения обеспечения нормального режима эксплуатации.

Эффективность экранирования определяется как отношение энергии, передаваемой внутри коаксиальной линии, к энергии, просачивающейся во внешнее пространство:

$$S_{экр} = 20\lg(H_1 / H_2), \qquad (3.44)$$

где H_1 и H_2 - напряженность магнитного поля внутри и снаружи экрана коаксиальной линии соответственно.

Необходимо отметить следующее.

1. На эффективность экранирования решающее влияние оказывает состояние поверхности экрана. Так, например, результаты сравнительных испытаний двух коаксиальных линий, проводники которых были выполнены из меди и серебра ,показали ,что после 18-месячной эксплуатации в коаксиальной линии, выполненной из меди, потери увеличились в 2 раза, а эффективность экранирования уменьшилась на 27 дБ. За это же время в коаксиальной линии, выполненной из серебра, потери увеличились только 10% и эффективность экранирования умеиьшилась только на 6 дБ.

2. Эффективность экранирования новых, т.е. не бывших в эксплуатации линий, составляет 60-100 дБ.

3. Экспериментальные частотные характеристики эффективности экранирования некоторых типов коаксиальных кабелей приведены на рис. 3.18. Эти данные носят скорее не справочный, а иллюстративный характер и могут служить начальной основой для выбора типа экрана коаксиального кабеля.

Допустимый уровень мощности, который можно пропустить по линии питания на данной частоте, задается при условии полного согласования линии с нагрузкой, т.е. при $K_{стU} = 1$.

Этот уровень мощности определяется следующими условиями:

1. В коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом на средней жиле выделяется примерно 78% общего количества тепла, а в коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 75$ Ом-87%.



Рис. 3.18. Экспериментальные частотные характеристики эффективности экранирования коаксиальных кабелей:
1 - с одинарной оплеткой; *2* - с двойной оплеткой; *3* - с планированной оболочкой

2. Большое количество тепла, выделяемое на средней жиле, может привести к деформации диэлектрических элементов крепления средней жилы. Это приведет к асимметрии коаксиальной линии, т.е. к дальнейшему возрастанию потерь.

Теперь приведем формулы, связывающие уровень пропускаемой мощности P, напряжение U и ток I:

$$U=\sqrt{PZ_0};\quad I=\sqrt{P/Z_0} \qquad (3.45);\ (3.46)$$

В приведенных формулах мощность выражается в ваттах, напряжение — в вольтах, ток — в вольтах, ток — в амперах, волновое сопротивление — в омах.

Пример: если коаксиальная линия с волновым сопротивлением Z_0=75 Ом пропускает мощность P=100 Вт, то ток в ней согласно формуле (3.46) $I=\sqrt{100/75}$ =1,15 А.

Скорость распространения v. В правильно сконструированных коаксиальных трактах распространяется и используется для передачи сигналов один тип волны - поперечная электромагнитная волнам ТЕМ. Скорость ее распространения вдоль продольной оси коаксиальной линии, т.е. вдоль координаты z, в случае если между проводниками линии воздух или вакуум, равна скорости распространения света в свободном пространстве c=300000 км/с, т.е. имеет то же значение, что и при распространении электромагнитных волн в свободном пространстве. Если между проводниками линии расположен диэлектрик с относительными диэлектрической ε и магнитной μ проницаемостями, то

$$v=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \qquad (3.47)$$

В коаксиальных кабелях, где ε=2,3 а $\sqrt{2,3}\approx 1,5$

v= 2c/3=200 000 м/с.

Через основные параметры для линии потерь v выражается так:

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_0C_0}} \qquad (3.48)$$

Для ТЕМ-волны характерно, что скорость распространения ее вдоль линии не зависит от частоты, поэтому $v=v_ф=v_{гр}$. Фазовая постоянная (коэффициент фазы) β для коаксиальных линий

$$\beta=\frac{\omega}{v_ф}=\frac{\omega}{v}=\omega\sqrt{L_0C_0} \qquad (3.49)$$

Изменение β от частоты близко к линейному. β измеряется в рад/м (радиан на метр). Таким образом, β показывает, на сколько радиан изменится фаза волны на длине линии, равной одному метру. Напомним также, что на длине линии, равной длине волны передаваемого сигнала, фаза меняется на 2π радиан. Отсюда следует, что $\beta=2\pi/\lambda$.

Потери энергии. В подавляющем большинстве случаев в коаксиальных линиях погонные активные сопротивления R_0 и проводимость G_0 много меньше, соответствующих реактивных сопротивлений и проводимости, т.е. $R_0/\omega L_0 \ll 1$ и $G_0/\omega C_0 \ll 1$.

В этом случае коэффициент затухания (поглощения) можно подсчитать по формуле

$$\alpha=\frac{R_0}{2}\sqrt{\frac{C_0}{L_0}}+\frac{G_0}{2}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}=\frac{R_0}{2Z_c}+\frac{G_0Z_0}{2}. \qquad (3.50)$$

В этой формуле α выражается в неп/м (непер на метр). Амплитуда напряжений или тока вдоль линии уменьшается по закону:

$$U_l=U_0e^{-\alpha l}, \qquad (3.51)$$

где U_0 - амплитуда напряжения в начале рассматриваемого участка линии длиной l, а U_l - амплитуда напряжения в конце этого участка. Таким образом, при длине участка l=1м, если α=1 Неп/м (это очень большой коэффициент затухания), то U_l будет меньше U_0 в e раз, т.е. в 2,32 раза. Если выразить в децибелах на метр , а 1 дБ=0,115 Неп или 1Неп =8,68 дБ, то полные потери вдоль линии на длине l, дБ.

$$\alpha l = 20\lg\frac{U_0}{U_l} = 10\lg\frac{U_0^2}{U^2} = 10\lg\frac{P_0}{P_l}. \qquad (3.52)$$

Мощность в начале рассматриваемого участка P_0 прямо пропорциональна U_0^2, а мощность в конце участка P_l прямо пропорциональна U_l^2. Поэтому, используя формулу для U_l, можно получить :

$$P_l = P_0 e^{-2\alpha l}. \qquad (3.53)$$

Из формулы для αl видно, что выражение потерь в децибелах удобно еще и тем, что потери в децибелах и по напряжению и по мощности равны одному и тому же числу. А для определения величин $\lg U_0/U_l$ или $\lg P_0/P_l$ надо значение αl, дБ, разделить соответственно на 20 и 10.

Анализ влияния факторов на потери показали, что при использовании меди для центрального и внешнего проводников коаксиального кабеля минимальные потери достигают при D/d=3,6. При этом $Z_c = 76{,}6/\sqrt{\varepsilon} = 76{,}6/1{,}5 = 51$ Ом, т.е. близко к стандартному значе-

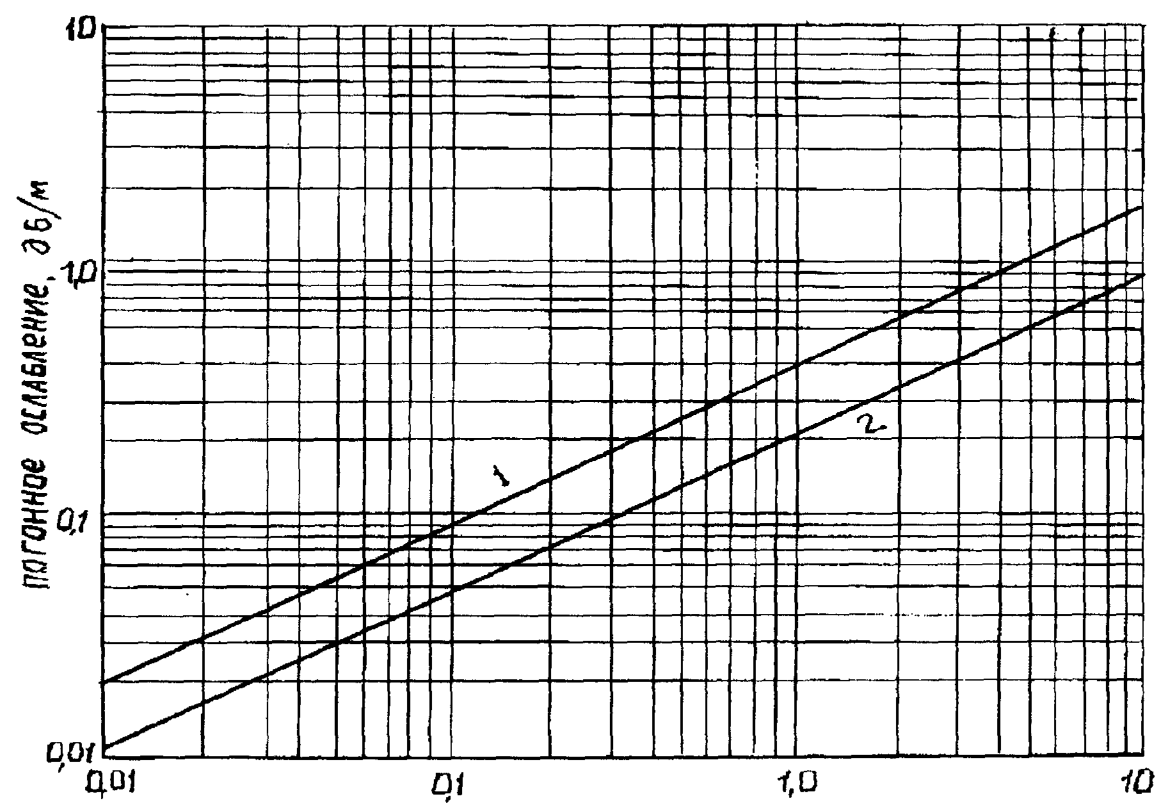


Рис. 3.19. Частотные зависимости погонного ослабления в радиочастотных коаксиальных кабелях при температуре 20° С.
1 - марка РК-50-7-12 с полиэтиленовой изоляцией; *2* - марка РК-75-7-11- с воздушно-пластмассовой изоляцией.

нию 50 Ом, если $\varepsilon \approx 2{,}3$ (диэлектрик-полиэтилен).

Интересно, что максимальная электрическая прочность коаксиальной линии достигается при D/d=2,72 ($Z_c = 60/\sqrt{\varepsilon}$,т.е. для линии с воздушным заполнением при Z_c =60 Ом). Наконец, предельное значение передаваемой мощности можно получить при D/d=1,65 ($Z_c = 30/\sqrt{\varepsilon}$ Ом). Все эти зависимости от D/d плавные, поэтому в совокупности за основной стандарт для коаксиальных линий было принято значение Z_c =50 Ом.

Типичная зависимость коэффициента поглощения α от частот показаны на рис. 3.19. Как видно из рисунка, значение коэффициента α для коаксиальных кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией в диапазоне короче 10 см (частота более 3 ГГц) равно 1 дБ/м, а в метровом диапазоне волн частота 100-200 Мгц) - 0,1 дБ/м.

Потери в коаксиальной линии имеют минимальное значение при следующем соотношении между первичными параметрами: $R_0 C_0 = L_0 G_0$. При этом $\alpha_{мин} = \sqrt{R_0 G_0}$.

Чтобы уменьшить потери, прежде всего надо уменьшить R_0, для чего надо увеличить диаметры центрального и наружного проводников, оставляя неизменным отношение D/d, определяющее волновое сопротивление Z_c. Однако это можно сделать только до тех пор, пока по коаксиальной линии еще не могут распространяться высшие типы волн. Следующий путь - уменьшение G_0 , Это можно достигнуть путем уменьшения количества диэлектрика, применяемого для крепления центрального проводника, и улучшения его диэлектрических свойств.

Конструкция, обозначение и соединение коаксиальных кабелей. По ГОСТ 11.326.0-71 радиочастотные кабели разделяются на три типа РК - радиочастотные коаксиальные кабели, РС - радиочастотные кабели со спиральными проводниками, центральный проводник, у них имеет вид проволочной металлической спирали, РД- радиочастотные симметричные кабели, двухжильные или из двух коаксиальных пар.

Последние два типа применяются сравнительно редко, и мы рассматривать не будем.

Для кабелей РК установлены следующие номинальные значения волновых сопротивлений:

50, 75, 100,150, 200 Ом. Наиболее широко применяются кабели с равным 50 и 75 Ом.

На рис. 2.25 показано устройство радиочастотного коаксиального кабеля. Он состоит из

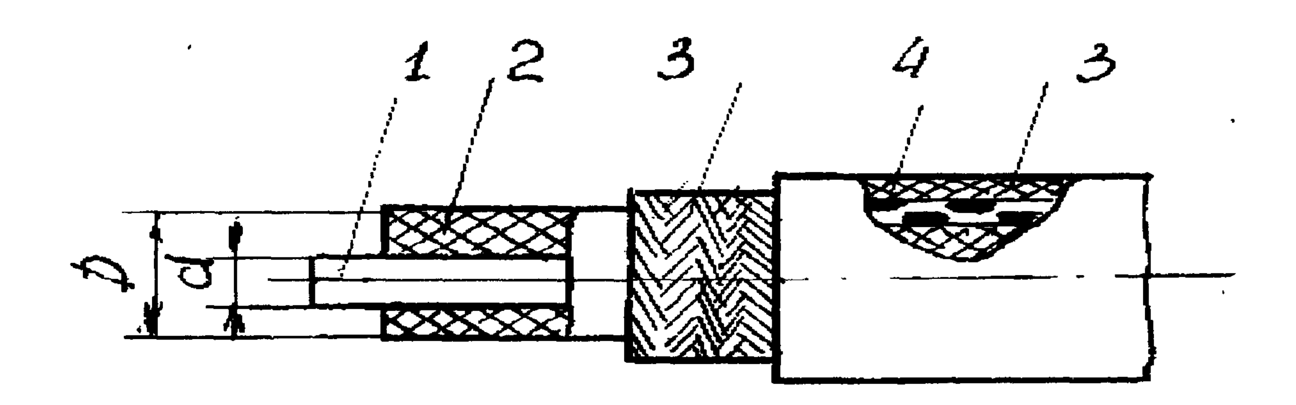


Рис. 3.20. Схема устройства радиочастотного кабеля со сплошной изоляцией.
1 - центральный проводник; 2 - изоляция; 3 - оплетка (наружный проводник); 4 - защитная диэлектрическая оболочка.

четырех основных элементов: центрального проводника 1, изоляции 2, оплетки 3 и защитной диэлектрической оболочки 4. Рассмотрим эти элементы в отдельности.

Центральный проводник. В подавляющем большинстве случаев - медный и сплошной. И лишь при небольшом диаметре (более 5-6 мм) - биметаллический: стальной, покрытый слоем меди толщиной около 0,05 мм. Для повышения гибкости в отдельных типах кабелей приме-няют центральный проводник, скрученный из нескольких (обычно из семи) проволочек.

Диаметр центрального проводника нормируется и выполняется с жестким допуском ±0,01 мм.

Изоляция. Важным параметром радиочастотных кабелей является нагревостойкость. По этому параметру различают кабели обычной нагревостойкости (рабочая температура их $T_{раб}$.<125°C), повышенной ($T_{раб}$=125÷250°C) и высокой нагревостойкости ($T_{раб}$>250°C).

Основным типом изоляции по их нагревостойкости, применяемому материалу и конструкции присвоены следующие цифровые значения:

1 - сплошная изоляция обычной нагревостойкости, основной материал - полиэтилен; *2* - сплошная изоляция повышенной нагревостойкости, основной материал политетрафторэтилен (фторопласт); *3* - полувоздушная изоляция обычной нагревостойкости, конструкции которой имеются особой формы полиэтиленовые изоляторы, занимающие меньшую часть объема (около 13%) между центральным проводником и наружной оплеткой коаксиального кабеля.

Изоляцию подразделяют на три основных вида: сплошную, полувоздушную и воздушную.

Наиболее часто сплошную изоляцию выполняют из полиэтилена, которые имеет малую зависимость электроизоляционных свойств от частоты вплоть до СВЧ диапазона, достаточную механическую прочность и невысокую стоимость. Кроме того, для полиэтилена характерна простота технологического процесса наложения изоляции на центральный проводник.

Для СВЧ кабелей применяют так называемый стабилизированный полиэтилен. Рабочие температуры таких кабелей от –60 до +85°С. Нагревостойкость полиэтилена можно еще существенно повысить, если перевести его в термореактивное состояние путем радиоактивного облучения. Тогда его рабочая температура может достигать 150-160°С и кратковременно - до 200°С, т.е. это уже кабели с повышенной нагревостойкостью.

Однако главным материалом для кабелей повышенной нагревостойкости ($T_{раб}$ до 250°С, а кратковременно - до 400°С) является фторопласт. Эта изоляция может быть и сплошной, полученной выпрессовкой, и может быть навита на центральный проводник в виде нескольких слоев лент, причем между слоями может быть промазка изоляционной жидкостью.

Интересно отметить, что при температурах 290-327°С электроизоляционные свойства фторопласта резко ухудшаются, но при охлаждении восстанавливаются.

Кабели высокой нагревостойкости имеют в качестве изоляции диэлектрик из прессованной окиси магния. Рабочая температура 300-600°С, причем чем она выше, тем тщательнее необходимо следить за целостностью защитного покрытия центрального проводника, при повреждении которого происходит его быстрое окисление.

Диаметр D рис. 3.20) по изоляции для первой и второй групп нагревостойкости нормируется, причем наиболее широко применяются кабели со следующими значениями D : 3,7±0,15; 4,6±0,2; 7,25± 0,25; 9 ±0,3 и 11,5 ± 0,3 мм.

Полувоздушная (воздушно-пластмассовая) изоляция конструктивно выполняется в виде тонкостенной изоляционной трубки, на которую наложена оплетка, т.е. наружный проводник кабеля, центральный проводник центрируется в изоляционной трубе с помощью спирали из полиэтилена или фторопласта, намотанного на центральный проводник, причем наружный диаметр диэлектрической спирали точно равен внутреннему диаметру диэлектрической трубки. Чем больше в объеме изоляции воздуха по сравнению с объемом диэлектрика, тем меньше действующее значение диэлектрической проницаемости этой изоляции. Практически $\varepsilon_{д}$ =1,1÷1,5.

Под воздушной изоляцией подразумевают конструкцию, в которой диэлектрические шайбы насажены через определенные интервалы на центральные проводники кабеля или применена спираль из изоляционного материала, как в воздушной изоляции, на которую прямо без сплошной диэлектрической трубки наложена оплетка.

Шайба может иметь различную форму, изображенную на рис. 3.21*а*, *б*. Но наиболее

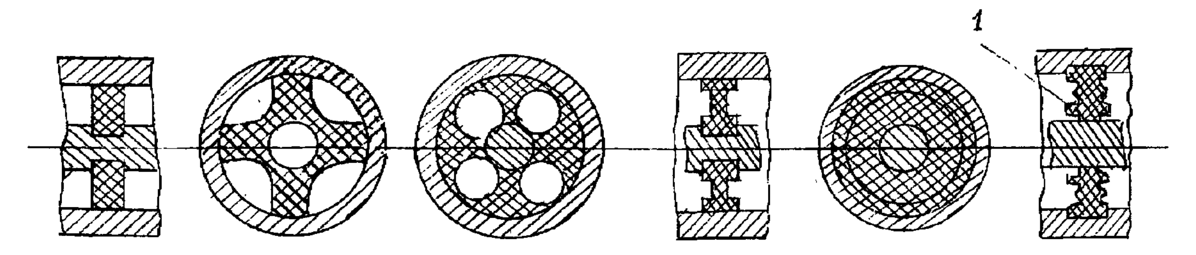


Рис. 3.21. Конструкции диэлектрических шайб в жесткой коаксиальной линии.
а, *б* - шайбы с уменьшенным действующим значением диэлектрической проницаемости диэлектрика; *в* - с повышенной электрической прочностью; *1* - ступица.

часто используются шайбы в виде колпачков, входящих один в другой на небольшую

часть своей полной длины. Объем диэлектрического материала в такой конструкции составляет всего лишь 13% объема изоляции.

Существенным недостатком кабелей с воздушной и полувоздушной изоляцией является трудность монтажа и эксплуатации разъемов. Вблизи разъема возможно смещение витков изоляционной спирали или изоляторов, что на СВЧ вносит большие неоднородности.

Оплетка большинства радиочастотных кабелей изготовляется из медных реже медных луженых или медных посеребренных проволочек, диаметр которых d_0 зависит от диаметра кабеля по изоляции D. Так, при D=2,95÷4,6 мм d =0,12÷0,15 мм, а при D=7,25–11,5 мм d_0 =0,16–0,2 мм. Оплетка должна располагаться плотно по изоляции.

Обычно оплетка однослойная. Важным параметром оплетки является угол оплетки α, образованный направлением проволочек и плоскостью, перпендикулярной продольной оси кабеля. Оптимальным с точки зрения термо- и механической устойчивости оплетки является угол α, равный 45°.

Защитная оболочка кабеля предохраняет внешний проводник его от механических повреждений, воздействия влаги, химических веществ и старения. Для кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией в качестве оболочки применяется черного цвета светостабилизированный полиэтилен, содержащий до 2% сажи. Эта оболочка не содержит фторопласта и сохраняет эластичность при температурах от -60 до +85°С.

Другим материалом для оболочек служит поливинилхлоридный пластикат марки Р-301.

Оболочка для нагревостойких кабелей с фторопластовой изоляцией обычно состоит из слоя сополимера полифторэтилена марки Ф-4Д или Ф-4ОШ, или фторопластовых лент, наложенных с перекрытием. В последнем случае сверху этой оболочки имеется оплетка стекловолокном, покрытая термоустойчивым кремнийорганическим лаком.

Толщина оболочки при диаметре D=3÷12 мм может быть от 0,3 до 0,5мм, и только в случае применения лент – 0,1 – 0,2 мм.

Марки радиочастотных кабелей состоят из буквенных и цифровых обозначений, каждое из которых имеет строго определенный смысл. На первом месте расположено буквенное обозначение радиочастотного кабеля РК, далее через дефис ставится число, указывающее номинальное значение волнового сопротивления, затем после тире - номинальный диаметр по изоляции D (рис. 3.20) в виде одной цифры, полученной путем округления диаметра изоля-ции до ближайшего целого числа. Далее через дефис ставятся или три цифры без разделения. Первая из них означает характер нагревостойкости и материал изоляции, а вторая или две последние, если количество цифр три - порядковый номер разработки кабеля. Например, марка кабеля РК-50-9-12 означает, что это 50- омный радиочастотный коаксиальный кабель с диаметром изоляции D, т.е. с внутренним диаметром наружного проводника 9 мм, материал изоляции полиэтилен (цифра 1) и номер разработки кабеля - цифра 2.

В таблицах 3.2 и 3.3 приведены параметры ряда среднегабаритных радиочастотных кабелей широкого применения с полиэтиленовой и фторопластовой изоляцией, имеющих диаметр по изоляции от 3 до 11 мм.

Соединители радиочастотных кабелей. Подсоединение радиочастотных кабелей к аппаратуре производится с помощью соединителей, которые монтируются на концах кабеля. Пример соединителей приведен на рис. 3.22 для 50-омного кабеля сечением 4,34/10 мм, основные размеры которых показаны на рис. 3.23.

На рис. 3.22 видно, что кабельные соединители с одной стороны имеют элементы, предназначенные для монтажа кабеля, а с другой стороны - разъемы жестких коаксиальных линий, требования к конструкциям которых рассмотрены ранее.

При монтаже соединителя необходимо строго соблюдать размеры при разделке кабеля, не допуская разрезов центрального проводника, а также изоляции при обрезке оплетки и защитной оболочки. Особое внимание необходимо обращать на пайку, при которой совершенно недопустимы перегревы изоляции кабеля и опорной изоляционной шайбы соединителя, приводящие к потере их первоначальной формы. При затяжке втулок нельзя их перетягивать, т.е. нельзя деформировать изоляцию кабеля. При монтаже кабеля в соединителе не должно быть также никакого люфта особенно по оплетке и центральному

проводнику. Для каждого такого типа кабеля, приведенного в таблице 3.2 и 3.3, имеется сравнительно небольшое число соединителей, которые обеспечивают хорошее согласование в широком диапазоне частот . Марки ряда таких соединителей приведены в таблице 3.4.

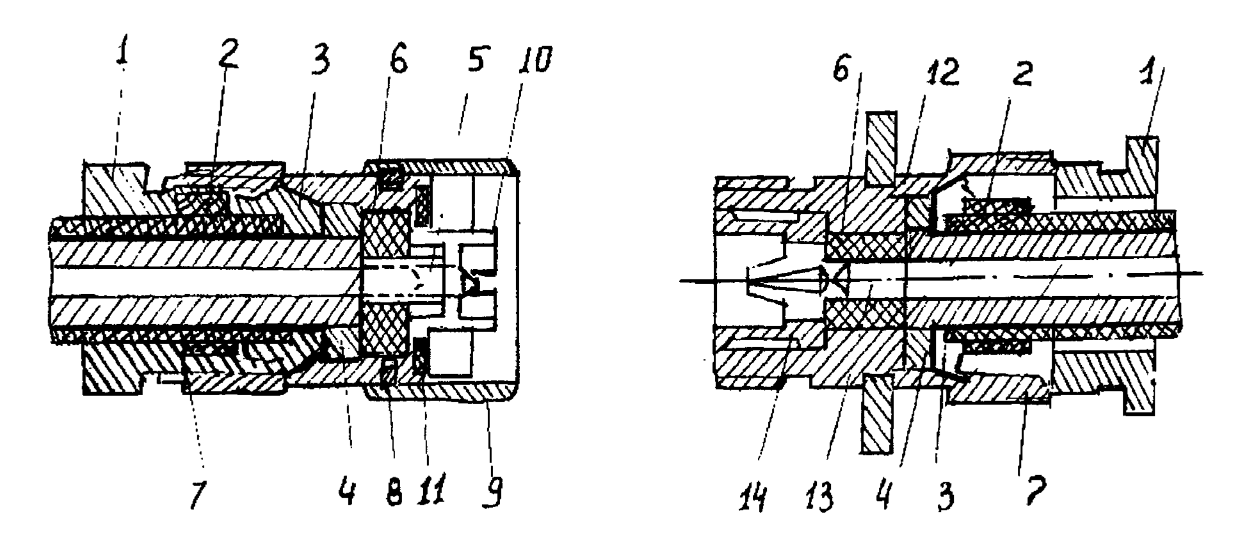


Рис. 3.22. Соединители радиочастотного коаксиального кабеля.
1 - металлическая втулка; *2* - резиновое кольцо; *3* - металлическое кольцо с конусной поверхностью; *4* - прижимное металлическое кольцо; *5* - штыревой контакт центрального проводника; *6* - диск из фторопласта; *7* - корпус соединителя; *8* - пружинящее кольцо; *9* - накидная гайка для соединения двух соединителей; *10* - разрезная втулка (цанга) наружного проводника; *11* - нажимное и уплотнительное кольца; *12* - корпус ответного соединителя; *13* - гнездовой контакт центрального проводника; *14* - конусная втулка.

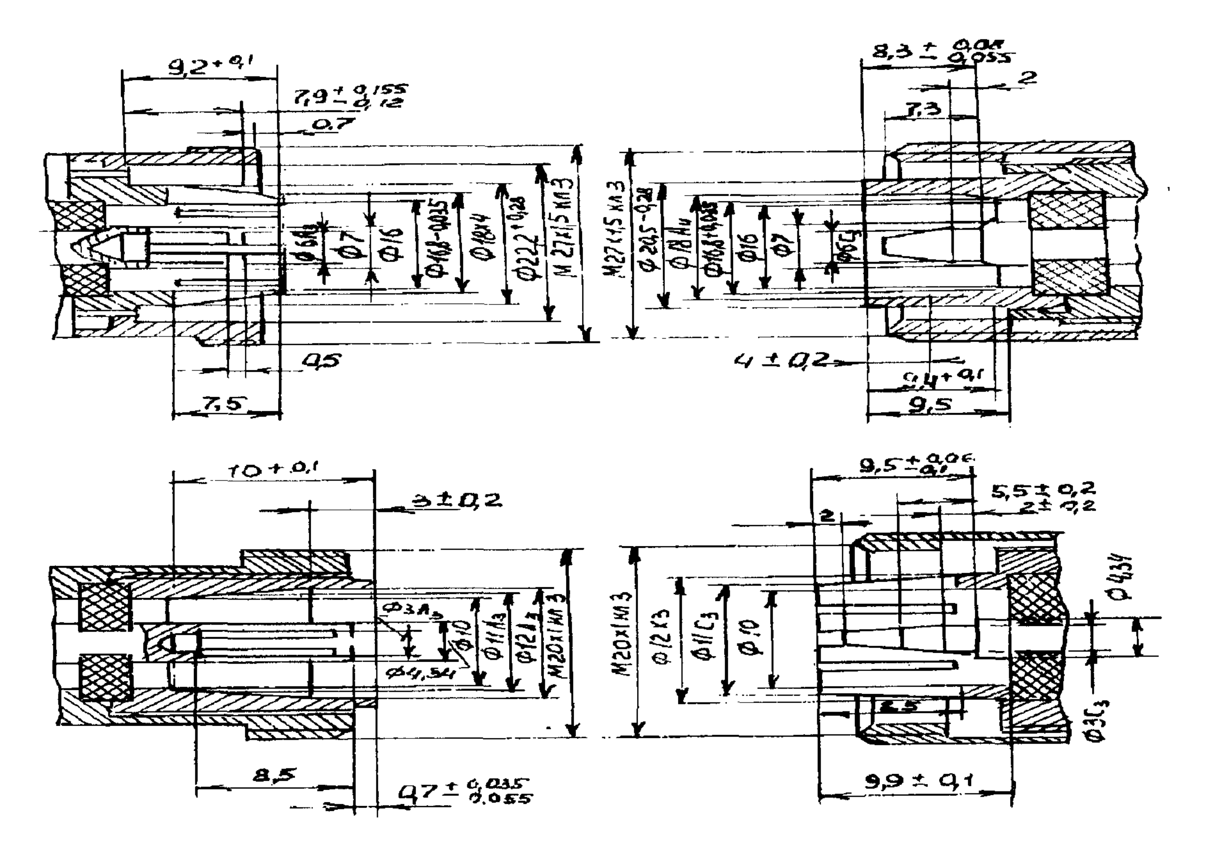


Рис. 3. 23. Конструкции разъемов для 50-омных коаксиальных линий.
а - в канале 7/16; *б* - в канале 4,34/10 мм.

Условные обозначения соединителей расшифровываются так: СР - соединители радиочастотные, число после дефиса указывает величину волнового сопротивления, далее число, стоящее после второго дефиса, обозначает порядковый номер разработки. Буквы после

всех цифр обозначают вид изоляционного материала, из которого выполнена опорная шайба центрального проводника. П - полиэтилен, С- полистирол, Ф - фторопласт.

По номеру разработки можно определить и конструкцию соединения наружных проводников коаксиальной линии. Если номер разработки больше 1, но меньше 100, то соединение байонетное (подобное соединению автомобильных лампочек с патроном). Резьбовое соединение применяется в разработках с номерами от 101 до 500. Врубленное соединение (типа штепсельного разъема) имеет номера от 501 до 700.

Таблица 3.2

Марка кабеля	Центральный проводн.		Диаметр по изоляции	Размер оболочки, мм		Волновое сопротивл. Ом
	Конструкция	Диаметр, мм		Диаметр	Допустим. Отклонение ±	
РК-75-4-14	7 х0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75 ±3
РК-75-4-15	1 х 0,72	0,72	4,6	7,3	0,4	75 ±3
РК-75-4-16	7 х 0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3
РК-74-4-18	1 х0,72	0,72	4,6	7,3	0,4	75±3
РК-75-4-11	7 х 0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3
РК-75-7-12	7 х0,40	1,20	7,3	10,3	0,6	75±3
РК-75-7-11	1 х1,13	1,13	7,3	9,5	0,6	75±3
РК-75-7-15	1 х1,13	1,13	7,3	9,5	0,6	75±3
РК-75-7-16	7 х0,40	1,20	7,3	9,5	0,6	75±3
РК-75-7-18	1 х1,09	1,09	7,3	9,3	0,6	75±3
РК-75-9-12	1 х1,35	1,35	9,0	12,2	0,8	75±3
РК-75-9-13	1 х1,35	1,35	9,0	12,2	0,8	75±3
РК-75-9-14	1 х1,35	1,35	9,0	13,2	+0,8 -1,0	75±3
РК-75-9-16	1 х1,35	1,35	9,0	12,3	0,8	75±3
РК-50-3-11	1 х0,90	0,90	3,0	0,3	5,3	50±3
РК-50-3-13	1 х 0,90	0,90	3,0	0,3	5,0	50±3
РК-50-4-11	1 х 1,37	1,37	4,6	0,6	9,6	50±3
РК-50-4-13	1 х1,37	1,37	4,6	0,6	9,6	50±3
РК-50-7-11	7 х0,76	2,28	7,3	0,6	10,3	50±3
РК-50-7-12	7 х0,76	2,28	7,3	0,7	11,2	50±2
РК-50-7-13	7 х0,76	2,28	7,3	0,6	10,3	50±2
РК-50-7-15	7 х0,76	2,28	7,3	0,6	10,3	50±0,2
РК-50-7-16	7 х 0,76	2,28	7,9	0,7	11,2	50±0,2
РК-50-9-11	7 х 0,90	2,70	9,0	0,8	12,2	50±2
РК-50-9-12	7 х 0,90	2,70	9,0	0,8	12,2	50±2
РК-50-1111	7 х1,13	3,39	11,0	0,8	14,0	50±2
РК-50-11-13	7 х 1.13	3,39	11,0	0,8	14,0	50±2
РК-75-4-11	1 х 0,72	0,72	4,6	0,4	7,3	75±3
РК-75-4-12	7 х 0,26	0,78	4,6	0,4	7,3	75±3
РК-75-4-13	7 х0,26	0,78	4,6	+0,4 -0.6	7,6	75±3

Таблица 3.2

Продолжение

Коэффициент затухания, дБ/м на частоте , ГГц				Допустимая средняя мощность ,кВт. На частоте ГГц		
0,1	1	3	10	0,1	1	3

0,15	0,65	1,1	3,0	0,25	0,07	0,04
0,11	0,5	0,95	2,0	0,40	0,10	0,05
0,10	0,5	0,9	2,0	0,40	0,10	0,05
0,09	0,4	0,8	1,5	0,60	0,14	0,07
0,08	0,4	0,75	1,6	0,80	0.20	0,10
0,07	0,3	0,56	1,2	0,66	0,20	0,05
0,08	0,4	0,75	1,7	0,6	0,15	0,08
0,09	0,4	0,8	1,7	0,8	0,2	0,1
0,07	0,32,	0,7	1,5	1,0	0,22	0,11
0,07	0,35	0,75	1,8	0,90	0,22	0,11
0,06	0,29	0,55	-	1,3	0,32	0,19
0,66	0,29	0,55	-	1,4	0,32	0,19
0,10	0,4	1,0	2,0	0,38	0,09	0,04
0,11	0,52	1,02	2,3	0,33	0,08	0,04
0,13	0,55	1,0	2,5	0,3	0,8	0,04

Продолжение таблицы 3.2

Коэффициент затухания, дБ/м, на частоте ГГц				Допустимая средняя мощность, кВт на частоте, ГГц		
01	1	3	10	0,1	1	3
0,13	0,6	1,1	2,4	0,31	0,09	0,4
0,10	0,5	1,0	2,2	0,32	0,09	0,04
0,10	0,5	1,0	2,2	0,32	0,08	0,04
0,09	0,5	1,2	2,3	3,0	0,75	0,4
0,10	0,6	1,5	-	3,2	0,62	0,3
0,05	0,21	0,4	0,85	0,9	0,22	0,12
0,09	0,4	0,8	1,8	0,6	0,14	0,07
0,08	0,36	0,75	1,7	0,7	0,18	0,09
0,09	0,4	0,8	1,8	0,6	0,14	0,07
-	-	-	-	-	-	-
0,06	0,26	0,6	1,2	0,9	0,26	0,13
0,06	0,27	0,54	1,1	0,9	0,26	0,13
0,05	0,24	0,46	1,0	1,0	0,3	0,16
0,05	0,24	0,46	1,0	1,0	0,3	0,16

Таблица 3.3

Марка кабеля	Центральный проводник		Диаметр по изоляц, мм	Размеры оболочки, мм		Волновое сопротивл
	Конструкция	Диаметр, мм		Диаметр	Допустим Отклонения ±	
РК-50-4-21	1x1,54	1,54	4,6	6,6	0,6	50±2
РК-50-7-22	7x0,83	2,49	7,3	9,0	0,5	50±2
РК-50-7-28	7x0,83	2,49	7,3	12,3	0,5	50±2
РК-50-9-22	7x1,01	3,03	9,0	12,0	1,0	50±2
РК-50-9-23	7x1,01	3,03	9,0	14,2	0,7	50±2
РК-50-11-21	7x1,19	3,57	11,0	13,0	0,8	50±2
РК-75-4-21	1x0,85	0,85	4,6	6,0	0,4	75±3
РК-75-7-22	7x0,46	1,38	7,3	8,9	0,5	75±3
РК-75-7-21	1x1,30	1,30	7,3	8,9	0,6	75±3

РК-75-4-22	7х0,30	0,90	4,6	6,0	0,4	75±3
РК-75-7-23	7х0,56	1,68	9,0	11,4	0,6	75±3

Продолжение таблицы 3.3

Коэффициент затухания, дБ на частоте ГГц				Допустимая средняя мощность, кВт на частоте ГГц		
0,1	**1**	**3**	**10**	**0,1**	**1**	**3**
0,09	0,34	0,65	1,4	1,5	0,32	0,19
0,06	0,3	0,58	1,3	3,1	0,9	0,5
0,06	0,26	0,46	1,0	4,0	0,8	0,46
0,04	0,2	0,38	-	7,0	2,0	1,0
0,05	0,2	0,30	1,0	4,0	0,9	0,5
0,56	0,22	0,44	-	5,0	1,4	0,8
0,10	0,4	0,8	2,0	1,3	0,35	0,2
0,10	0,4	0,8	2,0	1,3	0,33	0,22
0,7	0,3	0,53	1,1	3,0	0,9	0,5
0,7	0,3	0,6	1,2	3,0	0,9	0,5
0,5	0,21	0,4	0,85	4,0	1,1	0,6

Таблица 3.4

Марка кабеля	Условные обозначения соединителей	Марка кабеля	Условные обознач. соединителей
РК-50-4-11	СР-50-130П	РК-50-70-15	СР-50-164П
			СР-50-505Ф
РК-50-4-13	СР-50-131П		СР-50-513Ф
	СР-50-502Ф		СР-50-513Ф
	СР-50-511Ф		СР-50-523Ф
		РК-75-4-11	СР-75-54П
РК-50-4-21	СР-50-503Ф	РК-75-4-15	СР-75-58П
	СР-50-512Ф	РК-75-4-16	СР-75-154П
	СР-50-522Ф	РК-75-4-21	СР-75-155П
		РК-75-4-22	СР-75-158П
РК-50-7-11	СР-50-61П		СР-75-501Ф
РК-50-7-15	СР-50-63П		СР-75-505Ф
	СР-50-64П		СР-75-505Ф
	СР-50-161П	РК-75-7-21	СР-75-502Ф
			СР-75-506Ф
РК-50-7-11	СР-50-163П		СР-75-515Ф

Элементы коаксиального тракта. Соединение коаксиальных линий между собой обычно производится с помощью специальных разъемов, иначе говоря, штепсельных соединений. Практически всегда разъемы предназначены для соединения линий с одинаковым сопротивлением. Конструкции соединяемых элементов обычно стандартизированы. Однако для каждого стандартного сечения коаксиальной линии существует своя конструкция и размеры разъемов. И лишь отдельные детали являются унифицированными (обычно для линий с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом, у которых одинаковый диаметр наружного проводника D). В качестве примера на рис. 3.22 приведены конструкции и размеры для 50-омных линий 7/16 и 4,34/10 мм. Это наиболее распространенные так называемые поляризованные разъемы, у которых соединяемые детали неодинаковы, на одной стороне разъема центральный проводник заканчивается штырем, а на другой - гнездом. Размеры их должны быть такими, чтобы при соединении диаметр центрального проводника был постоянным с точностью не хуже 0,1мм.

Конструктивно гнездо обычно выполнено в виде цанги из пружинящего материала, например из бериллиевой бронзы БрБ2 или фосфорной бронзы. Это делается для того, чтобы обеспечить надежный гальванический контакт при соединении со штырем. Место контакта должно быть расположено так, чтобы путь высокочастотного тока через область

разъема был минимален. Цанги обычно имеют четыре и реже две прорези, параллельные продольной оси линии, т.е. параллельные линиям высокочастотного тока. Благодаря прорезям обеспечивается надежный контакт концов лепестков гнезда со штырем вблизи начального участка диаметром D. При этом обеспечивается и минимальный путь высокочастотным токам..

Как видно из рис. 3.22, при соединении наружных проводников на одной стороне имеется цанговая конструкция с продольными щелями, а на другой стороне - без разрезов. В этом случае достаточная механическая стабильность соединения обеспечивается с помощью накидной гайки.

Обычно к СВЧ аппаратуре, где имеется несколько разъемов коаксиальных линий, придается специальный разжимной и сжимной конус, с помощью которого необходимо перед каждым соединением коаксиальных разъемов поджимать лепестки цанговых деталей.

С течением времени и после нескольких соединений контакты в коаксиальных разъемах окисляются и загрязняются. Поэтому периодически, но не реже одного - двух раз в год, их необходимо тщательно очищать и протирать, причем окончательную протирку желательно производить чистым этиловым спиртом.

Разъемы, изображенные на рис. 3.22, применяются в основном в измерительной технике, а также в коаксиальных трактах, рассчитанных на низкий уровень мощности (примерно несколько киловатт в импульсном режиме и около 100 Вт - в непрерывном). Если уровень передаваемой мощности значительно выше этой условной границы, в месте контакта возможно искрение и даже выгорание.

Значительно более высокий уровень мощности могут пропускать дроссельные разъемны, принцип работы которых похож на работу волноводных дроссельных фланцев. Разъемы на предельно большие СВЧ мощности должны иметь болтовые стяжки как на наружных, так и на центральных проводниках соединяемых линий. Цанговые и наружные соединения здесь не применимы.

Диэлектрические шайбы являются одним из важнейших элементов коаксиальных линий, обеспечивающих крепление центрального проводника строго по оси наружного проводника.

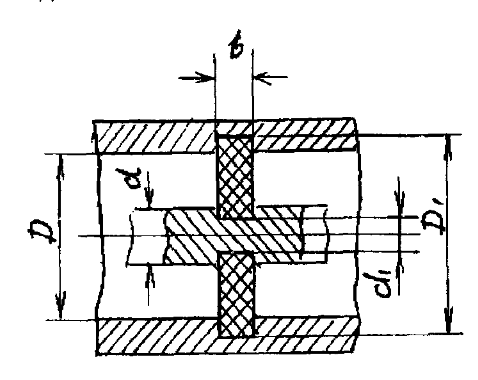


Рис. 3.23. Диэлектрическая шайба коаксиальной линии с волновым сопротивлением на участке шайбы, равным волновому сопротивлению соседних участков однородной линии.

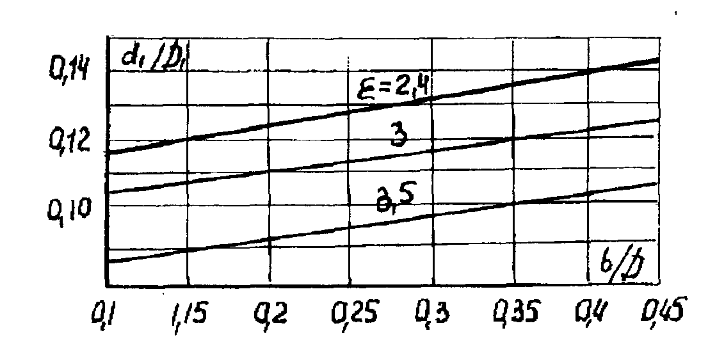


Рис. 3.24. График для определения размеров диэлектрических шайб с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению соседних участков однородной коаксиальной линии (ε - относительная диэлектрическая проницаемость материалов шайбы

Наиболее часто применяемыми материалами для изготовления диэлектрических шайб являются полистирол, фторопласт, полиэтилен, реже - органическое стекло (плексиглас), поскольку последнее имеет большие потери. Если наружный D_1 и внутренний d_1 диаметры диэлектрической шайбы сделать равными соответствующим диаметрам D и d коаксиальной линии, то волновое сопротивление в области расположения шайбы будет отличаться от волнового сопротивления линии в $\sqrt{\varepsilon}$ раз. Это вызовет существенное отражение электромагнитных волн от шайбы. Наиболее рациональный путь устранения этих отра-

жений - это сделать $D_1 \geq D$, а $d_1 \leq d$ так, чтобы отношение D_1/d_1 по формуле для Z_0 и выбранном диэлектрике обеспечило одинаковое значение волнового сопротивления, как в линии с воздушным диэлектриком, так и на участке линии, где расположена диэлектрическая шайба.

Дополнительный путь уменьшения отражений от диэлектрической шайбы - уменьшение ее толщины. Практически применяют шайбы толщиной 1-5 мм.

Конструкция неотражающей шайбы изображена на рис. 3.23, а график для определения ее размеров - на рис. 3.24.

Бывает так, что размер d_1 у неотражающей шайбы получается очень малым с точки зрения механической прочности, если по конструктивным соображениям приходится делать равными наружные диаметры D и D_1. В этом случае целесообразно уменьшить действующее значение диэлектрической проницаемости шайбы путем удаления возможно большого количества диэлектрика. Несколько вариантов таких конструкций изображено на рис. 3.21.

Интересно заметить, что в области расположения обычной диэлектрической шайбы (рис. 3.23) электрическая прочность коаксиальной линии более чем в десять раз меньше, чем на однородном участке линии с воздушным заполнением. Повышенной электрической прочностью обладает шайба, изображенная на рис.3.21,*в*, причем главную роль в повышении электрической прочности играет ступица *1*.

Изгибы и повороты коаксиального тракта. Изгибы жестких коаксиальных линий обычно имеют угол 90° (рис. 3.24). Технологически проще изготовить изгиб, изображе-

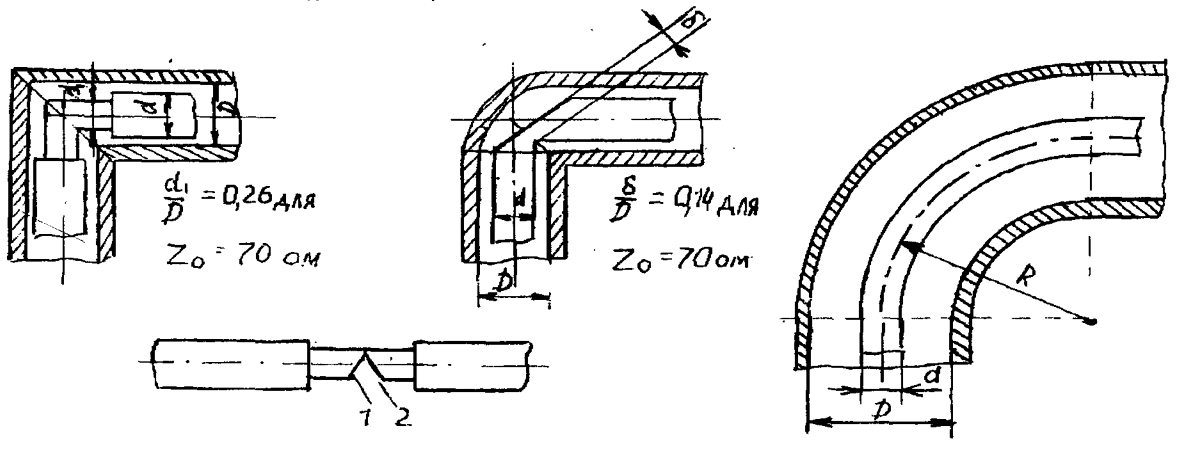


Рис. 3.25. Изгибы коаксиальных линий.
а - с компенсацией отражений путем уменьшения диаметра центрального проводника; *б* - то же за счет лыски размером δ; *в* - заготовка центрального проводника для изгиба.

Рис. 3.26. Плавный изгиб коаксиальной линии

нный на (рис. 3.25*а*), где в заготовках вырезают материал под углом 90° (рис.3.25*в*), сгибают их до соприкосновения плоскостей *1* и *2* и спаивают по этим плоскостям.

В области изгиба имеется неоднородность, которую на эквивалентной схеме можно представить как небольшую емкость, включенную в линию параллельно. Для ее компенсации в области изгиба уменьшают диаметр центрального проводника до размер d_1 (рис.3.25*а*), или делают лыску на центральном проводнике размером δ (рис.3.25*б*). В зависимости от рабочего диапазона частот и волнового сопротивления линии размеры d_1 и δ необходимо подбирать экспериментально. Для ориентировки, например, в линии с волновым сопротивлением 70 Ом $d_1 = 0{,}26D$, $\delta = 0{,}14D$.

Возможно изготовление и плавных поворотов коаксиальной линии (рис. 3.26). В этом случае желательно, чтобы радиус поворота R ,был равен $\lambda_0/2\pi$ или $3\lambda_0/2\pi$, где λ_0 - средняя линия волны рабочего диапазона. При таких значениях R отражения от поворота минимальны.

Скачок размеров поперечного сечения - важный элемент коаксиального тракта. Он образуется, когда необходимо сочленить две линии с разными волновыми сопротивлениями или перейти с линии одного сечения на линию другого поперечного сечения.

В области скачка силовые линии электрического поля искривляются (рис.3.27*а*) так,

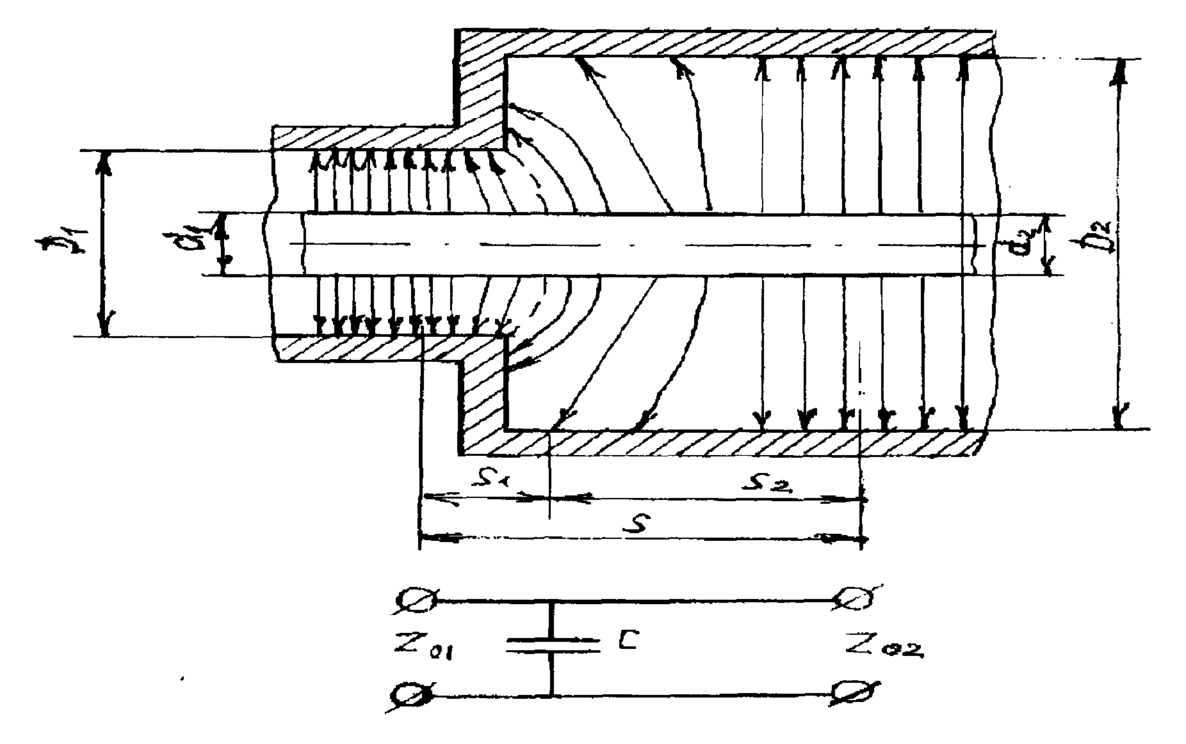


Рис. 3.27. Скачок размеров коаксиальной линии.
а - структура электрического поля вблизи скачка; *б* - эквивалентная схема; *1* - средняя линия в области скачка; *S* - область существования высших типов волн.

что каждая силовая линия подходит по нормали к металлической поверхности. С точки зрения теории электромагнитного поля область S, где силовые линии отличаются от силовых линий поля волны ТЕМ на однородном участке линии, является областью существования высших типов волн. Амплитуды этих волн максимально вблизи скачка и быстро убывают при удалении от него поскольку высшие типы волн обычно являются нераспространяющимися. Это убывание амплитуд происходит значительно быстрее в сторону линии с меньшим поперечным сечением.

Как видно из рис. 3.27, электромагнитные поля высших типов становятся пренебрежимо малыми в линии меньшего поперечного сечения на расстоянии от скачка S_1, большом зазоре между проводными линиями, т.е. больше $(D_1 - d_1)/2$, а в линии большего поперечного сечения - когда больше чем два зазора, т.е. $S_2 > (D_2 - d_2)$. Эти неравенства важны с точки зрения возможности расположения других неоднородностей, которые желательно располагать от скачка на расстояниях, больших чем S_1 и S_2.

С точки зрения теории цепей неоднородность вблизи скачка можно представить на эквивалентной схеме в виде емкости C, включенной на средней линии скачка (рис. 3.27*б*) Значение этой емкости можно определить по справочникам, упомянутым в списке литературы. Важно отметить, что в большинстве практических случаев, когда выполняется неравенство $\lambda_0 > 4D_2$, емкость C не зависит от частоты.

На рис.3.28 показан наиболее часто встречающийся скачок поперечных сечений коаксиальных линий. Для компенсации емкости C, т.е. для устранения отраженной волны в случае равенства волновых сопротивлений $(Z_{01}=Z_{02})$ необходимо включить последовательно в линию определенную индуктивность, т.е. правильно определить расстояние. В большинстве практически встречающихся случаев с достаточной δ точностью можно принять $\delta=0{,}1D_2$.

Конусообразный переход показан на рис.3.29. Он позволяет значительно снизить отражения от перехода по сравнению со скачкообразным переходом и существенно повысить его электрическую прочность, т.к. в нем нет острых углов. Конусообразный участок перехода имеет постоянное по длине волновое сопротивление, если конусы наружного и центрального проводников имеют большую вершину. Для уменьшения отражений от места перехода к конусной линии вершину внутреннего конуса необходимо переместить вглубь линии с меньшим поперечным сечением на расстояние, определяемое экспериментально.

Волновое сопротивление конусной линии $Z_{ок}$ можно определить по графику, приведенному на рис. 3.30.

Если длину конусной части взять равной четверти длины средней волны рабочего диапазона. то можно ее использовать как четвертьволновый трансформатор, для согласования линий с разными волновыми сопротивлениями Z_{01}, Z_{02}. В этом случае $Z_{ок}$ должно быть равно $\sqrt{Z_{01}Z_{02}}$.

Разветвления, двух- трехшлейфовые трансформаторы. Пример неотражающего разветвления приведен на рис. 3.31. Компенсация отражений в основном тракте, расположенном слева и справа от разветвления, достигается применением небольшого утолщения в области соединения центральных проводников. Размеры приведены для 70-омных линий.

В боковом плече разветвления может быть установлен короткозамыкающий поршень. Тогда все устройство будет реактивным параллельным шлейфом. Если два таких шлейфа включить в основном тракте на расстоянии λ/8, а три шлейфа - на расстоянии λ/4 друг от друга, то получится двух или трехшлейфовый трансформатор.

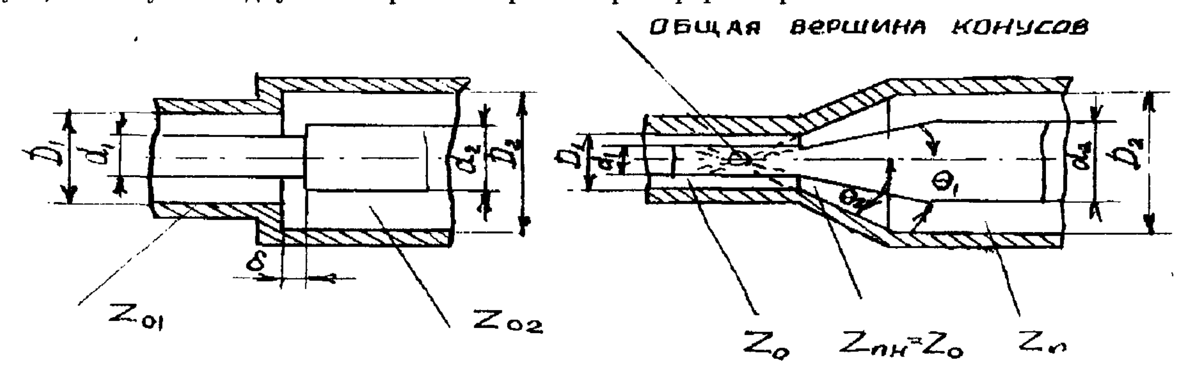


Рис. 3.28. Наиболее часто встречающийся скачок поперечных сечений коаксиальных линий.

Рис. 3.29. Конусообразный переход с коаксиальной линии одного поперечного сечения на другое с постоянным волновым сопротивлением.

С помощью трехшлейфового трансформатора можно согласовать любую нагрузку в основном тракте, подбирая соответствующим образом длину каждого шлейфа. В случае двухшлейфового трансформатора большие отражения в основной линии можно устранить, если есть возможность перемещать место его включения в основной тракт на расстоянии $\lambda_0/8$-$\lambda_0/4$. Естественно, чем больше КСВН в основном тракте до согласования, тем уже получается полоса согласования и тем критичнее настройка реактивных шлейфов.

Аттенюаторы и согласованные нагрузки. Принцип работы переменного поглощающего аттенюатора с применением плоскостной линии рассмотрен ранее.

В отличие от полых волноводов широкое применение в коаксиальных трактах находят фиксированные аттенюаторы и оконечные согласованные нагрузки, выполненные на резисторах. Конечно, здесь следует использовать малогабаритные безындукционные резисторы типа МЛТ или УНЧ с точным значением сопротивления. Значения этих сопротивлений должны быть близки к значениям волновых сопротивлений коаксиальных линий, т.е. 25-150 Ом.

Оконечные нагрузки могут быть выполнены путем включения омического сопротивления в центральный проводник коаксиальной линии. Наиболее широкополосны так назы-

ваемые экспоненциальные нагрузки (рис.3.32), у которых наружный проводник коаксиальной линии имеет в продольном сечении вид экспоненты, т.е.

$$D_{\text{экс}} = \mathrm{d}\,\exp\left(\frac{Z_0[\text{Ом}]}{60}\frac{x}{l}\right) = de^{\frac{Z_0[\text{Ом}]}{60}\frac{x}{l}}. \qquad (3.54)$$

Рис. 3.30. График для определения волнового сопротивления коаксиальной линии.

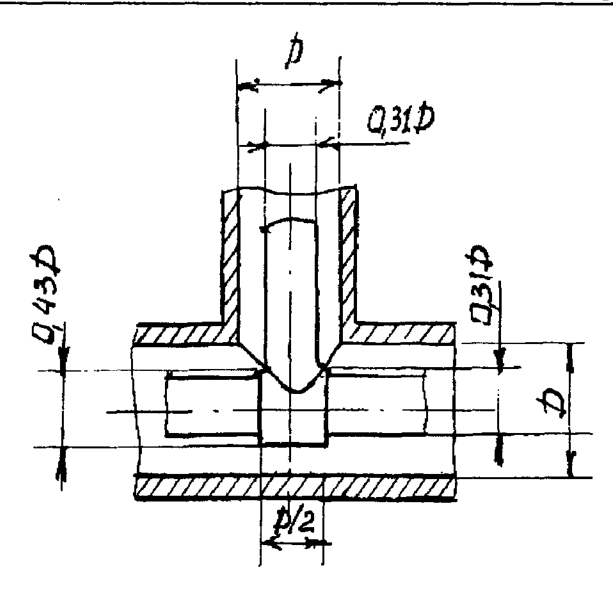


Рис. 3.31. Неотражающее разветвление коаксиальной линии

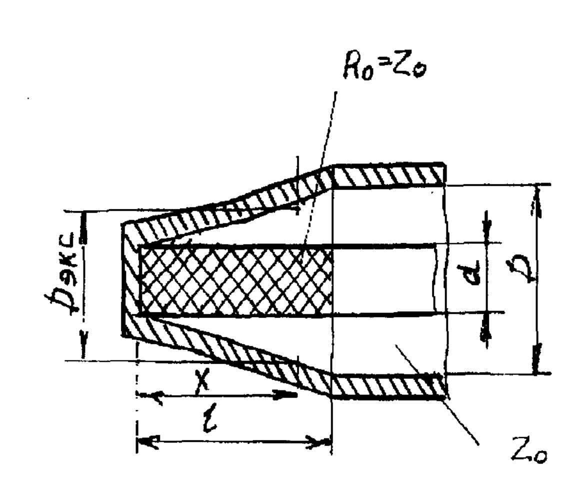
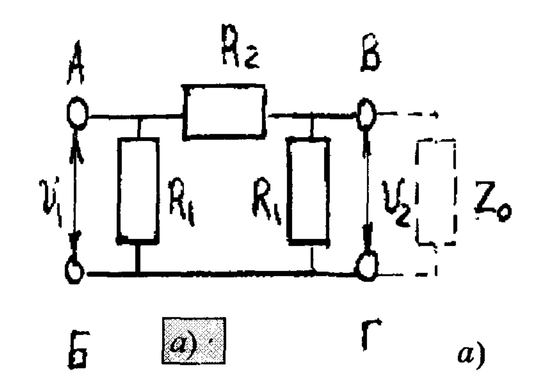


Рис. 3.32. Экспоненциальная согласованная оконечная нагрузка коаксиальной линии

В каждом поперечном сечении экспоненциальной линии на расстоянии x от короткозамкнутого конца (рис. 3.32) коаксиальная линия нагружена на реактивное сопротивление, равное сумме последовательно соединенных сопротивлений R, равного части R_0 на длине l-x:$[R=R_0(l - x) / l]$, и сопротивления экспоненциальной линии в сечении x, равного $R_{экс}$, причем $R+R_{экс}=Z_0$.

При конструировании этих нагрузок необходимо обеспечить постоянство диаметра d в области резистора и равномерность сопротивления слоя на длине l. Кроме того, длина экспоненциальной линии должна быть не слишком малой, т.е. должна быть больше D в 2-3 раза.

Фиксированные ослабители, а также ячейки переменных аттенюаторов со ступенчатым изменением ослабления на омических сопротивлениях могут быть рассчитаны на данное значение ослабления как цепочки с сосредоточенными сопротивлениями. Для этого рассмотрим эквивалентные схемы рис.3.33.



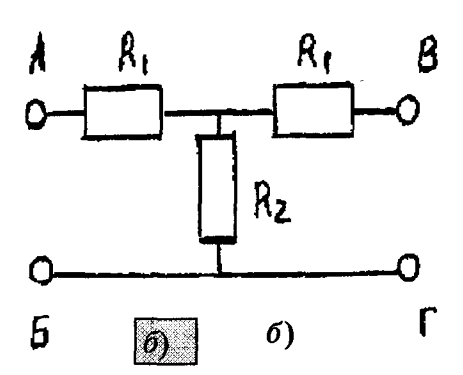


Рис. 3.33. Эквивалентные схемы фиксированного ослабителя.
а - П - образная; *б* - Т - образная.

Пусть нам дано значение ослабления N дБ на участке от сечения *АБ* до сечения *ВГ*. Надо определить сопротивления R_1 и R_2, например, П-образной схемы так, чтобы суммарное сопротивление, подключенное к точкам *АБ*, равнялось волновому сопротивлению коаксиальной линии Z_0, а напряжение на правом сопротивлении R_1 было настолько меньше, чем на левом сопротивлении R_1, как если бы мощность СВЧ сигнала при переходе от сечения *АБ* к сечению *ВГ* уменьшилась на N дБ. Это первое условие для расчета параметров эквивалентной схемы.

Расчет сопротивлений R_1 и R_2 обычно производят, считая, что к клеммам *ВГ* подключена согласованная коаксиальная линия, т.е. подключено активное сопротивление, равное волновому сопротивлению Z_0. В данном случае расчет можно вести также, как и в схеме на постоянном токе.

По заданному значению N в децибелах необходимо определить ослабление мощности в "в разах" $N_р$. Тогда $(U_1/U_2)^2 = N_р$.

Другим условием расчета сопротивлений является то, что в схеме на рис. 3.33 к клеммам *АБ* вместо ослабителя должно быть подключено сопротивление Z_0.

Из рассмотренных двух условий можно получить следующие расчетные формулы для сопротивлений R_1 и R_2 П-образной схемы (рис. 3.33*а*):

$$R_1 = Z_0 \frac{\sqrt{N_р} + 1}{\sqrt{N_р} - 1} \quad (3.55)$$

$$R_2 = \frac{2R_1}{\left(\frac{R_1}{Z_0}\right)^2 - 1} \quad (3.56)$$

Аналогичным путем можно вывести расчетные формулы и для Т-образной схемы, изображенной на рис.3.33*б*.

Детекторные головки. Принцип устройства детекторных головок в любой линии передачи одинаков. Необходимо обеспечить *замкнутый путь* как высокочастотным токам, так и выпрямленному току - постоянному или току низкой частоты. Замкнутый путь высокочастотным токам обычно обеспечивается через конденсатор емкости несколько единиц пикофарад. По выпрямленному току необходимо иметь замкнутую гальваническую цепь.

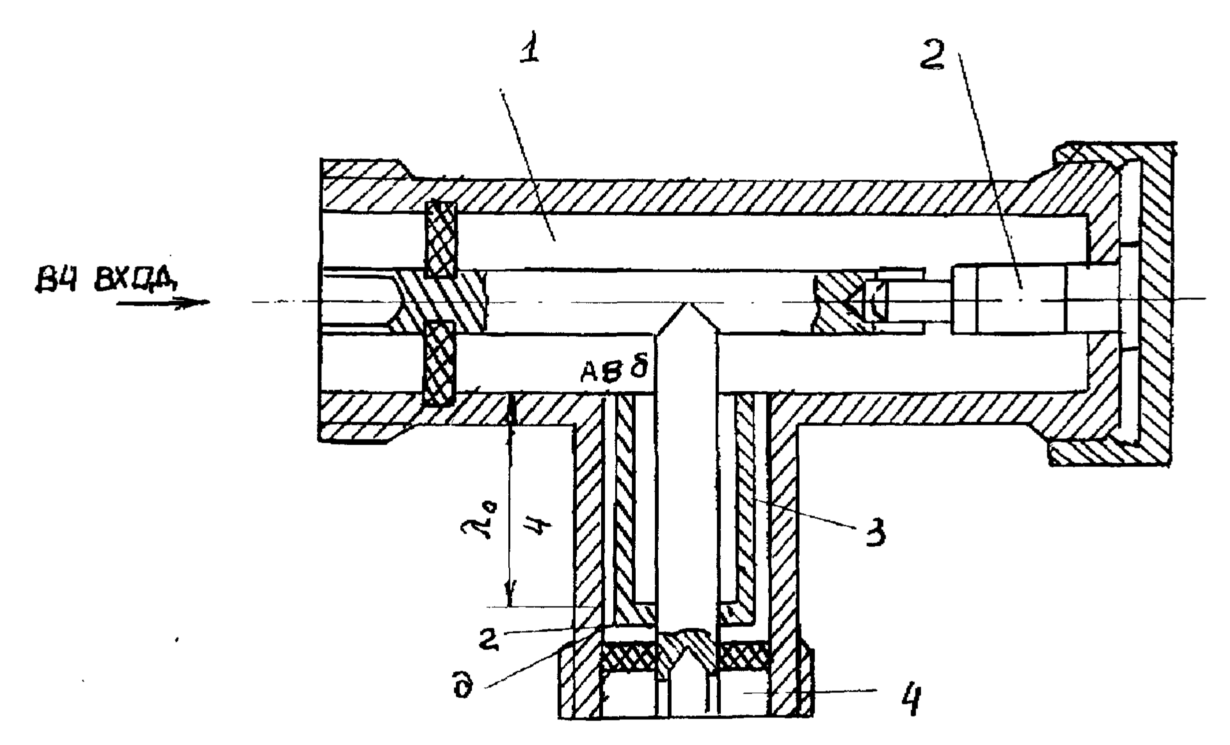


Рис. 3.34. Принципиальная конструктивная схема ненастраиваемой коаксиальной дететорной головки.

1 - основная коаксиальная линия; *2* - кристаллический детектор; *3* - высокочастотный дроссель; *4* - низкочастотный коаксиальный разъем (для подключения осцилогрофа или микроамперметра).

Дополнительным требованием к детекторным головкам является предотвращение попадания высокочастотных токов во внешнюю цепь постоянного тока, а точнее - в измерительный прибор или во входные цепи осциллографа. С другой стороны, необходимо обеспечить при данном уровне мощности СВЧ колебаний прохождение максимального высокочастотного тока через детектор. Это требует расположения детектора в области максимума высокочастотного тока.

Наконец, чтобы работа детекторной головки не зависела от частоты, т.е. чтобы детекторная головка работала независимо от уровня согласования в тракте, КСВ детекторной головки в высокочастотном тракте должен быть возможно лучшим. Последнее является довольно сложной конструктивной задачей, примеры успешного решения которой появились лишь в последние годы.

На рис.3.34 представлен схематический чертеж неперестраиваемой коаксиальной детекторной головки. В ней выполнены указанные выше требования.

Недостатками этой детекторной головки являются ее сравнительная узкополосность, т.к. длина высокочастотного дросселя равна $\lambda/4$, где λo - средняя волна рабочего диапазона, а также плохое согласование с высокочастотным трактом (КСВ=2÷3), т.к. согласование детекторов в направлении пропускания тока равно несколько сотен Ом, т.е. далеко от волнового сопротивления коаксиальной линии. Полезно проследить на (рис. 3.34) за путями высокочастотного и выпрямленного токов, считая, что слева от рисунка имеется СВЧ генератор, у которого между наружным и центральным проводниками коаксиальной линии подключено внутреннее сопротивление, равное волновому сопротивлению коаксиальной лини, а к низкочастотному коаксиальному разъему подключен микроамперметр, через который также обеспечено прохождение выпрямленного тока от наружного проводника к внутреннему.

Рассмотрим работу высокочастотного дросселя (рис. 3.34). Входное сопротивление коаксиальной линии в точках *аб* равно сумме входных сопротивлений между точками *ав* и

вб. Входное сопротивление между точками *вб* стремится к бесконечности (т.е. в десятки и сотни раз больше волнового сопротивления линии), т.к. длина дросселя равна четверти длины волны в свободном пространстве на средней частоте рабочего диапазона. К этому большому сопротивлению подключено последовательно небольшое сопротивление (между точками *ав*), равное волновому сопротивлению коаксиальной линии, внутренний проводник которой является частью дросселя между точками *в* и *д*, а наружный - между точками *а* и *г*. Следовательно, в области ответвления коаксиальной линии к измерительному прибору, где отмечены точки *а,в* и *б*, имеется узел стоячей волны высокочастотного тока. Поэтому в коаксиальную линию, расположенную между точками *а* и *г*, не ответвляется высокочастотная энергия. Этому способствует еще и то, что входное сопротивление между точками *а* и *в* меньше волнового сопротивления . Это линии за счет трансформации сопротивления из точек *гд* в точки *ав* через четвертьволновый трансформатор с очень низким волновым сопротивлением (см. формулу для Z_{ok} на стр. 120).

Представленная на рис.3.34 ненастраиваемая детекторная головка удовлетворительно работает при изменении частоты на 10-20%. Существуют также настраиваемые детекторные головки, у которых путем подстройки удается получить хороший КСВ в высокочастотном такте, но только в узком диапазоне частот.

ВЫВОДЫ

Поперечные сечения жестких линий передач различных конструкций и их волновое сопротивление показаны на рис. 3.35.

Коаксиальная (концентрическая) линия рис. 3.35*а*

$$Z_в = 138 \lg D/d$$

Коаксиальная линия с эксцентриситетом (смещением) внутреннего проводника (рис. 3.35*б*).

$$Z_в = 138\left[\lg\frac{D}{d} - 1{,}75\left(\frac{e}{D}\right)^2\right] \quad \text{при } e/d < 0{,}3$$

Коаксиальная линия со спиральным внутренним проводником из ленты (рис.3.35*в*).

$$Z_в = Z_{во} K_{\text{при}}\ \Delta S << S$$

где $Z_{во}$ – волновое сопротивление коаксиальной линии с гладким внутренним проводником диаметром d и внутренним диаметром экрана D, определяемое по формуле

$$Z_{во} = 138 \lg\frac{D}{d}.$$

K - поправочный множитель, учитывающий спиральную конструкцию внутреннего проводника:

$$K = \frac{2{,}1 q^2 d^2\left[1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2\right]}{\lg\frac{D}{d}}$$

где q - число витков на 1 см длины.

Двухпроводная линия в цилиндрическом экране на (рис.3.35*г*) в режиме противофазного возбуждения (напряжение приложено между внутренними проводниками, экран заземлен

$$Z_в = 276 \lg\left(\frac{2aD^2 - a^2}{dD^2 + a^2}\right) \quad \text{при } D/d > 4 \quad \text{и} \quad d/a > (1\text{-}2d/D)$$

Двухпроводная линия в цилиндрическом экране (рис. 3.35*д*) в режиме синфазного возбуждения (напряжение приложено между параллельно соединенными внутренними проводниками и экраном).

$$Z_в = 69 \lg\left(\frac{1}{8da}\frac{D^4 - a^4}{D^2}\right) \quad \text{при } D/d >> 1 \text{ и } D/a >> 1.$$

Лента в цилиндрическом экране (рис. 3.35*е*)

$Z_в = 138\lg(2d / b)$ при $D / b \approx 1$

$$Z_в = 6{,}5\pi^2\left[\lg\left(\frac{4}{1-\frac{b}{D}}\right)\right] \text{ при } D / b \approx 1$$

Лента в экране квадратного сечения (рис. 3.35ж)

$Z_в = 138\lg(2{,}16D / d)$ при D / b ≻≻ 1

$$Z_в = 6{,}5\pi^2 \;/\; \left[\lg\left(\frac{3{,}06}{1-\frac{b}{D}}\right)\right] \text{ при } D / b \approx 1$$

Двухпроводная неэкранированная линия (рис. 3.35з)

$$Z_в = 276\lg\frac{2a}{d}.$$

Двухпроводная неэкранированная линия над плоскостью (рис. 3.35м)

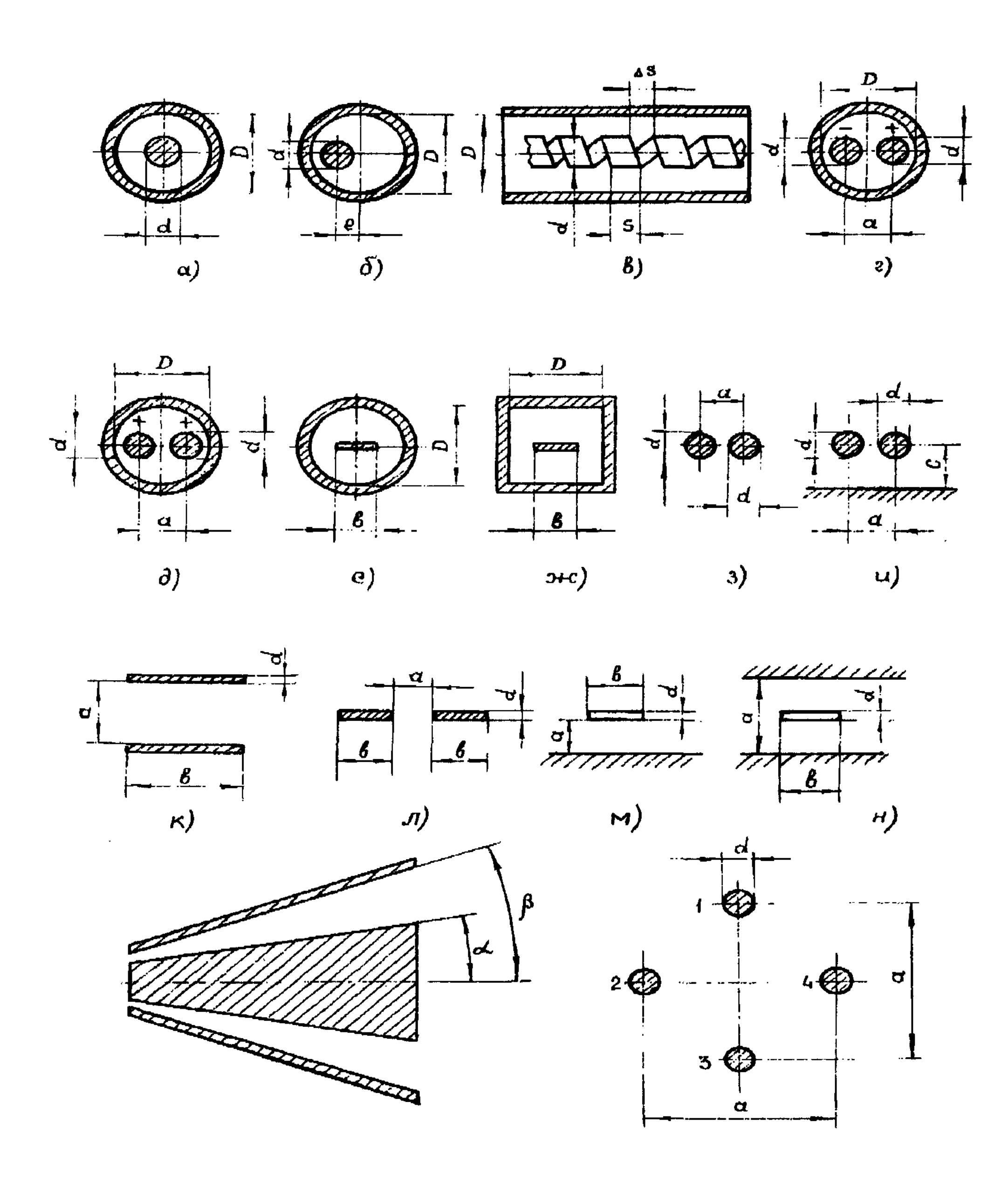
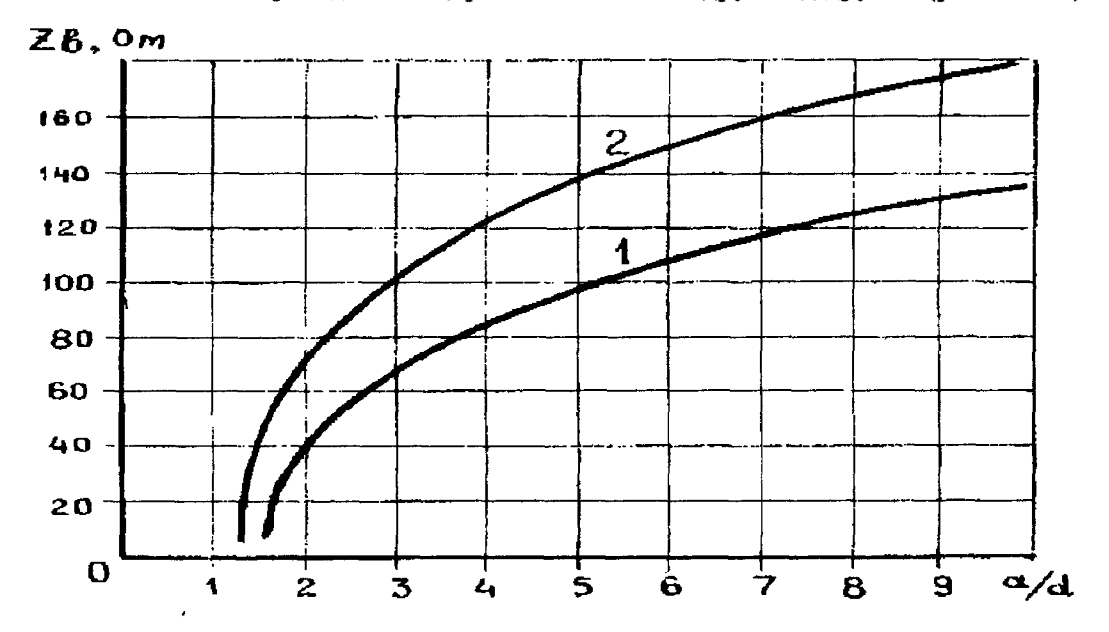


Рис. 3.35. Поперечные сечения жестких линий передач различных конструкций и их волновое сопротивление

$$Z_в = 276\lg\frac{2a}{d\sqrt{1+\left(\frac{a}{2a}\right)^2}}.$$

Ленточная линия с проводниками, расположенными друг над другом (рис. 3.35к)



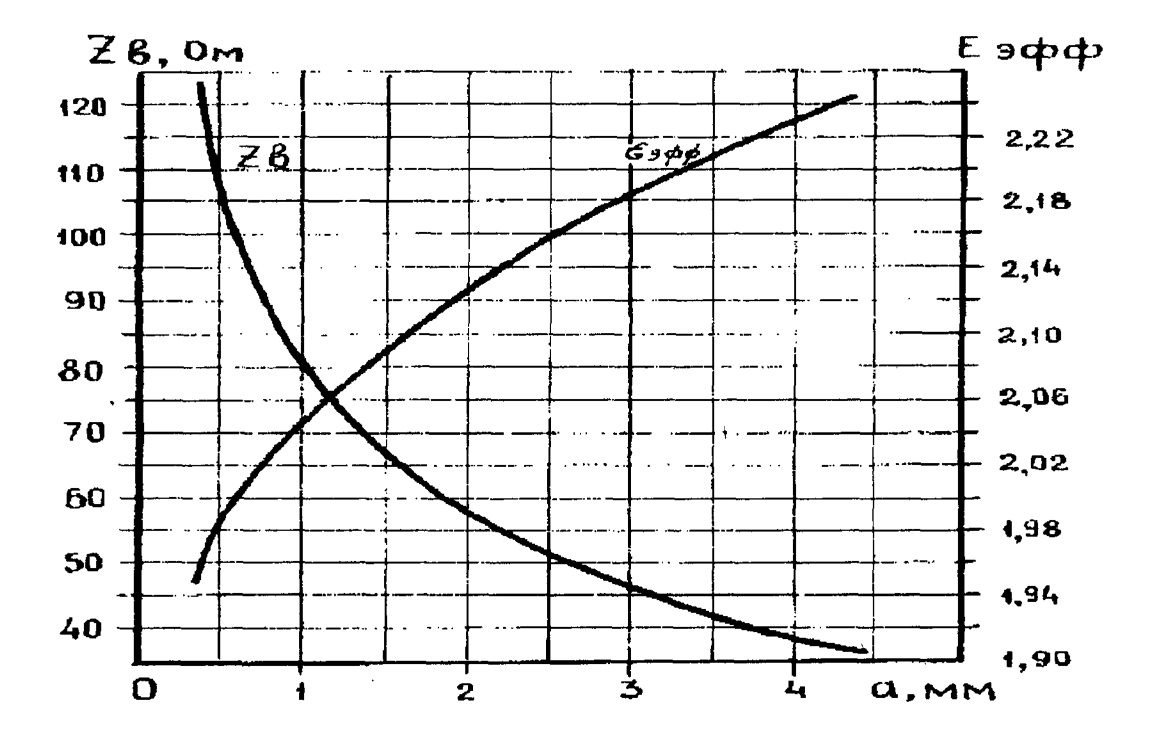


Рис. 3.36. Графики для определения волнового сопротивления (верхний) и
Рис. 3.37. Размеры поперечного сечения полосковых линий (нижний)

$Z_в = 377\,a/b + b$ при $d \ll b$ и $a/b < 3$.

Ленточная линия рядом с расположенными проводниками (рис. 3.35л)

$$Z_в = 257 / \left|\lg\left(4 + 8\frac{b}{a}\right)\right|$$ при $d << b$ и $b/a > 1$

$$Z_в = 276\lg\left|4 + \left(4\frac{a}{b}\right)\right|$$ при $d << b$ и $b/a < 1$

Ленточный проводник над плоскостью (рис. 3.35м)

$$Z_в = 138\lg 3{,}5\frac{a}{b}$$

Ленточный проводник между плоскостями

$$Z_в = 150\Big/\left(0{,}69 + 1{,}6\frac{b}{a}\right)$$ при $d << b$ и $a/b < 1$

Коническая линия (рис. 3.35о)

$$Z_в = \lg\left(\operatorname{tg}\frac{R}{2}\Big/\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}\right)$$

Двухпроводная линия (рис. 3.35з) применяется обычно в качестве линии передачи с волновым сопротивлением от 200 Ом и выше.

Для получения более низких волновых сопротивлений используется четырехпроводная линия (рис. 3.35п). Волновое сопротивление такой линии можно определить по графикам на рис. 3.36. Кривая 1 соответствует случаю, когда одним проводом служат попарно соединенные проводники 1-3, другим проводом - попарно соединенные проводники 2 - 3, а кривая 2 - случаю попарного соединения проводников 1 - 2 и 3 - 4.

Проводники соединяются в начале и конце линии. Волновое сопротивление экранированных линий, заполненных диэлектриком, можно определить, разделив $Z_в$ соответствующей воздушной линии на $\sqrt{\varepsilon}$.

Коэффициент укорочения длины волны n в воздушной коаксиальной линии со спиральным внутренним проводником численно равен поправочному множителю k, учитывающему спиральную структуру проводника в формуле для $Z_в$, линий этого типа, приведенной выше.

Полосковые линии применяются в качестве линий передач и элементов фидерных узлов в аппаратуре метровых, дециметровых и сантиметровых волн. Состоят из металлического основания, диэлектрической подложки и полоскового проводника. Ширина металлического основания должна быть не менее 5...6a, расстояние между соседними проводниками не менее 3...4a. Изготавливаются методом травления из односторонних или двусторонних линий фольгированных материалов - фольгированного стеклотекстолита СФ-2 (ε=6, $\operatorname{tg}\delta = 25\cdot10^{-3}$ на частоте 10^6 Гц), фольгированного фотопласта ФФ-4 (ε=2, $\operatorname{tg}\delta=3\cdot10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц), фольгированного фотопласта со стеклотканью ФАФ-4Д СКЛ (ε=2,5, $\operatorname{tg}\delta=8\times10^{-4}$ на частоте 10^6 Гц), фольгированного листового материала ФЛАН (ε от 2,8 до 16 в зависимости от марки, $\operatorname{tg}\delta=15\cdot10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц). Применение двухсторонних фольгированных материалов позволяет использовать фольгу на одной стороне платы в качестве металлического основания (земли), а на другой - для получения полоскового рисунка требуемой конфигурации.

Полосковые линии изготавливаются также методом тонкопленочной технологии в керамических подложках (поликор) с ε=9,6 и $\operatorname{tg}=1\cdot10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц.

Размеры поперечного сечения полосковых линий с $Z_в$=75Ом и $Z_в$=50 Ом, изготовленных из различных материалов, приведены на рис. 3.37.

3.8. Теория длинных линий. Как уже отмечалось, электромагнитная волна распространяется как в свободном пространстве, так и вдоль линии передачи. В последнем случае важным понятием является понятие длинной линии, т.е. линии, длина которой соизмеряется или превышает длину волны (рис. 3.38*а*). Короткие отрезки линии ($l \le 0{,}1\lambda$) будем в дальнейшем рассматривать как элементы с сосредоточенными параметрами.

Постоянный ток, протекающий в линии, создает стационарное магнитное поле H и электрическое поле E, структура которых показана на рис. 3.38*б*. При прохождении в линии переменного тока возникает электромагнитное поле, причем амплитуды E и H не

только изменяются во времени, но и зависят от положения точки наблюдения линии (рис. 3.38*в*).

Распределение тока и напряжения в длинной линии. Напряжение и ток в каждой точке длинной линии изменяются по синусоидальному закону. В начале линии (точка A на рис. 3.38*а*) изменение мгновенного значения напряжения

$$u = U_1 \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (3.57)$$

где U_1 - амплитуда напряжения; φ_0 - начальная фаза при t=0.

В линии без потерь в точке, отстоящей от начала линии на расстояние x, изменение мгновенного значения напряжения

$$u(x) = U_1 \sin(\omega t + kx + \varphi_0). \quad (3.58)$$

В линии с потерями, для которых амплитуда напряжения U изменяется вдоль линии

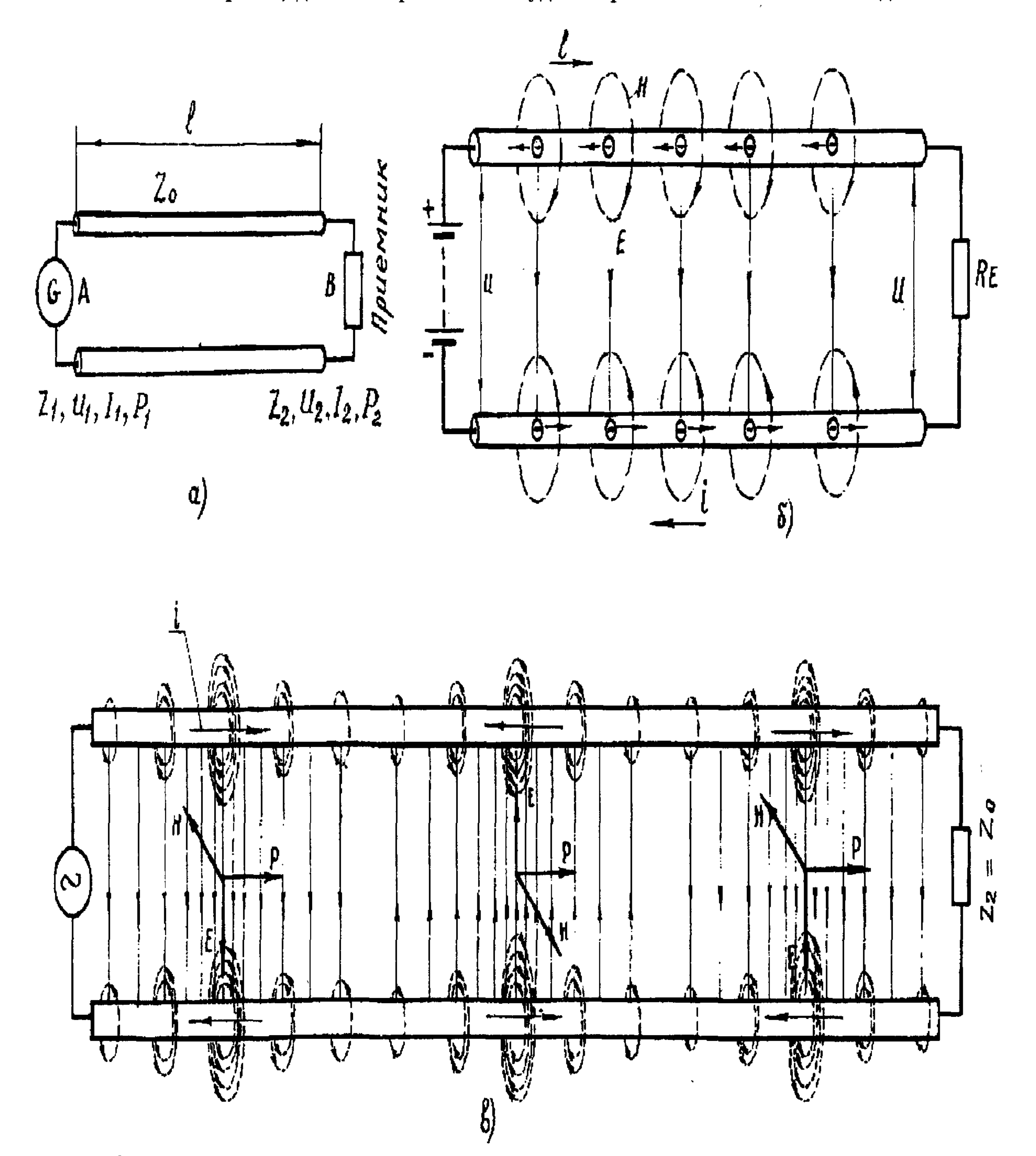


Рис. 3. 38. Длинная линия:
а - используемые обозначения; *б* - распределение тока и напряжения и структура магнитного поля *H* при прохождении постоянного тока; *в* - распределение тока и структура электромагнитного поля при прохождении переменного тока

по закону $U_x = U_1 \exp(-\alpha x)$, изменение мгновенного значения напряжения

$$u(x) = U_x \sin(\omega t + kx + \varphi_0) = U_1 e^{-\alpha x} \sin(\omega t + kx + \varphi_0). \qquad (3.58)$$

Данная волна распространяется вдоль линии со скоростью, определяемой типом рассматриваемой линии. Волна, достигнув конца линии (точка В на рис. 3.38*а*), может либо полностью перейти в нагрузку, либо полностью или частично отразится. В зависимости от направления распространения волны в линии принято говорить или о падающей волне (при ее движении от точки *А* к точке *В*) или об отраженной волне (при движении волны от *В* к *А*).

При полном отражении амплитуда отраженной волны $U_{отр}$ равна амплитуде падающей волны $U_{пад}$. Отраженная волна, накладываясь на падающую, создает стоячую волну (рис. 3.39), распределение которой вдоль линии описывается формулой

$$u(x) = U_1 \sin\omega t \sin kx. \qquad (3.59)$$

Для стоячей волны, у которой $U_{пад} = U_{отр}$, напряжение в точках пучности тока постоянно равно нулю, а в точках, отстоящих от них на расстояние λ/4, амплитуда напряжения изменяется по гармоническому закону, причем амплитуда стоячей волны в 2 раза превышает амплитуду падающей волны. Картина изменения тока в рассматриваемой линии аналогична картине изменения напряжения, только сдвинута вдоль линии на расстояние λ/4.

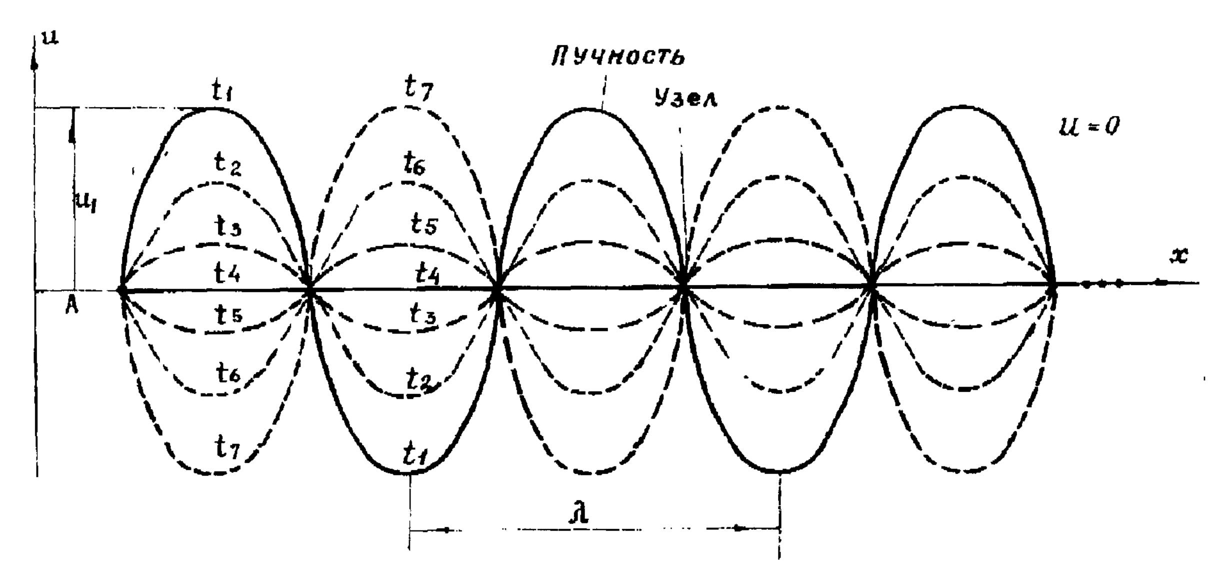


Рис. 3.39. Временные диаграммы распределения стоячей волны напряжения *U* для последовательных моментов времени $t_1, \ldots, t_7$

Мощность, передаваемая такой линией, $P = UI\cos\varphi = UI \cos 90° = 0$.

Полное отражение в линии возможно только в двух случаях: линия на конце разомкнута ($Z_2 = \infty$); линия на конце коротко замкнута ($Z_2 = 0$).

Если линия нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, вся электромагнитная энергия попадает в нагрузку и отраженная волна полностью отсутствует. В любом другом случае (при несовпадении сопротивления нагрузки и волнового сопротивления линии) наблюдается отраженная волна, которая накладывается в линии на падающую волну (рис. 3. 40).

На рис. 3.41*а* приведено распределение тока и напряжения вдоль разомкнутой на конце линии, а на рис. 3.41*б* - вдоль коротко замкнутой на конце линии. В разомкнутой линии ($Z_2 = \infty$) в точке *В* наблюдается нулевой уровень тока и максимальный уровень напряжения. Сопротивление в этой точке $Z_2 = U_2 / I_2 = U / 0 = \infty$. На расстоянии, равном λ/4 от этой точки, ситуация обратная, т.е. напряжение равно нулю, а ток максимален. Это означает, что в этой точке сопротивление $Z_x = U / I = 0 / I = 0$. Введение короткозамыкателя в этой точке не приведет к изменению распределения тока и напряжения в линии.

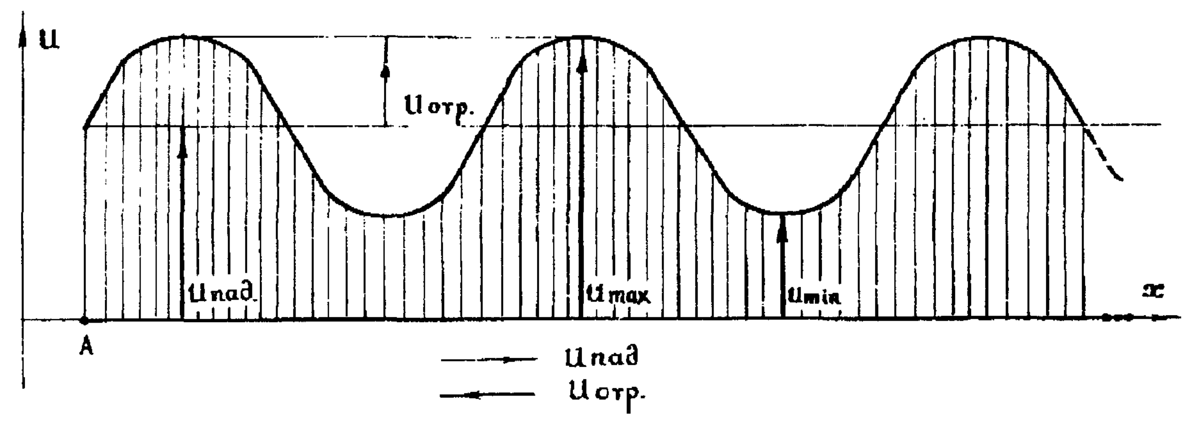


Рис. 3. 40. Схема образования стоячей волны в линии

Рис. 3. 41. Распределение токов и напряжений в длинной линии:
а - разомкнутой; *б* - короткозамкнутой

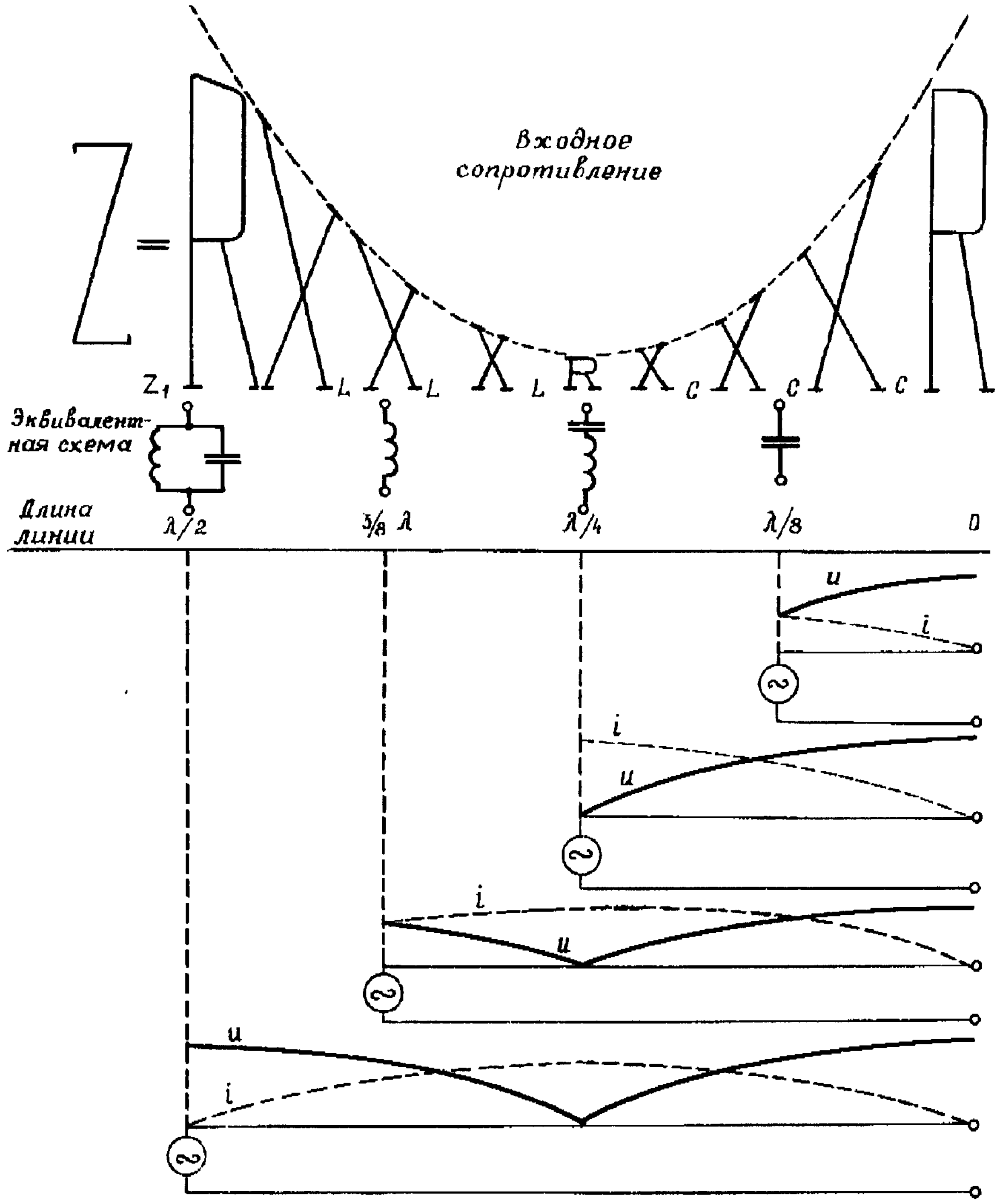


Рис. 3.42. Изменение величины и характера входного сопротивления разомкнутой линии при изменении ее длины

Распределение тока и напряжения вдоль разомкнутой на конце линии не изменится при укорочении или удлинении линии на $n\lambda/2$.

В общем случае сопротивление в точке питания *A* длинной линии *A* - *B* зависит как от длины линии, так и от характера нагрузки в точке *B*. В случае, когда длина линии равна $l=n\lambda/2$, сопротивление в точке *A* равно сопротивлению в точке *B*, т.е. $Z_1 = Z_2$.

В случае, когда длина линии $l=\lambda(2n+1)/4$, происходит трансформация сопротивления. Так, например, если $Z_2 = \infty$ (линия разомкнута), то входное сопротивление $Z_1 = 0$, и наоборот, если $Z_2 = 0$ (линия коротко замкнута), то $Z_1 = \infty$.

Еще раз подчеркнем, что входное сопротивление линии зависит как от характера нагрузки, так и от электрической длины линии, которая является функцией длины волны. Так как с этими закономерностями приходится сталкиваться достаточно часто при проектировании линий питания и элементов фазирования антенных систем, авторы рекомен-

дуют их тщательно изучить и запомнить. В какой-то мере читателю в этом помогут рис. 3.42 и 3.43, на которых представлен характер изменения входного сопротивления разомкнутой и коротко замкнутой линии при изменении их длины.

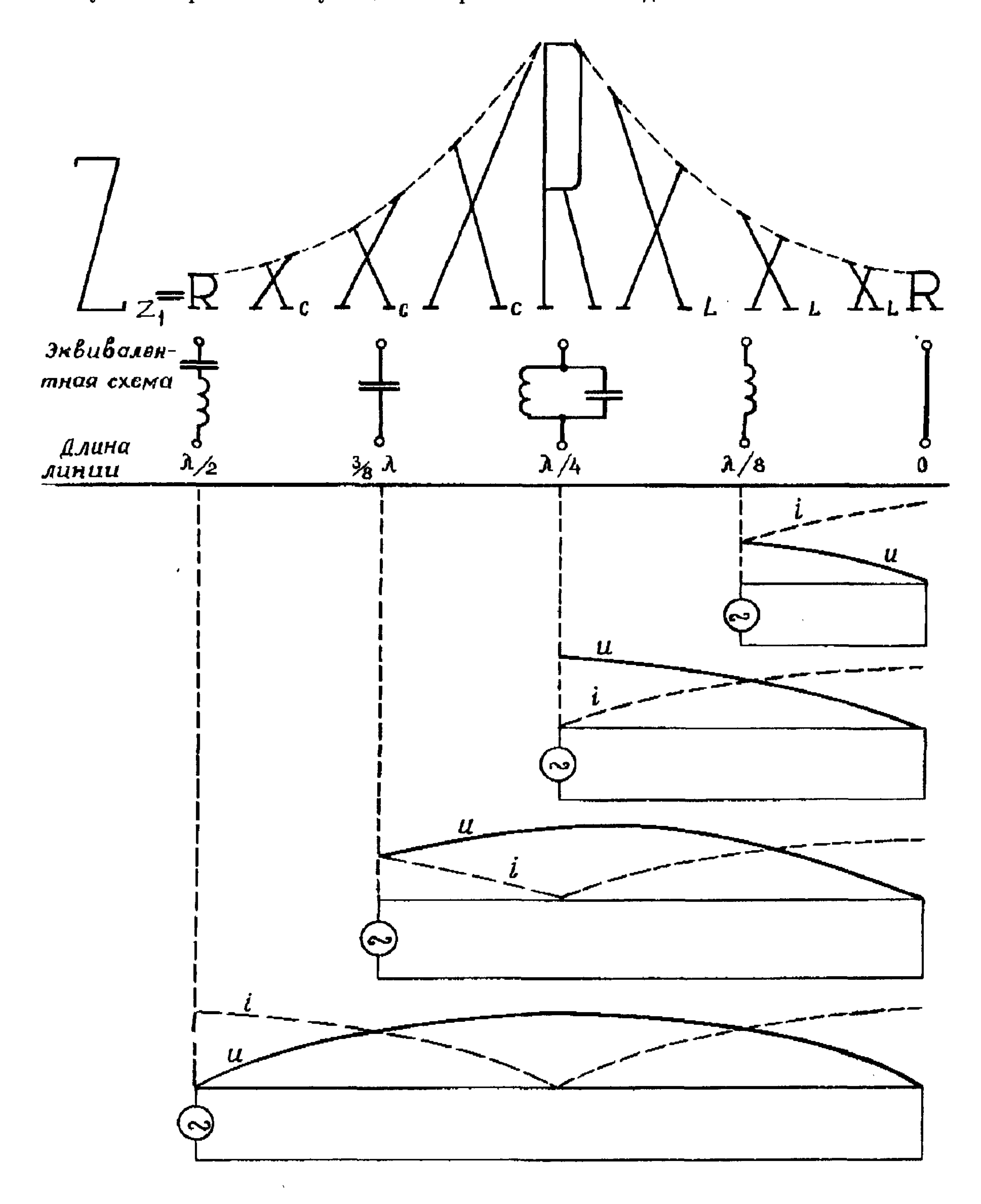


Рис. 3. 43. Изменение величины и характер входного сопротивления разомкнутой длинной линии при изменении ее длины

Входное сопротивление линии. В общем случае нагрузка линии может носить комплексный характер, т.е. $Z_2 = R_2 + iX_2$. Тогда входное сопротивление такой линии

$$Z_1 = \frac{Z_2 + iZ_0 \mathrm{tg}\, kl}{Z_0 + iZ_2 \mathrm{tg} kl}. \qquad (3.60)$$

Формула (3.60) справедлива для линий без потерь.

Введем теперь отношение волнового сопротивления линии к сопротивлению нагрузки Z_2 и обозначим эту величину через

$$s = Z_0 \,/\, Z_2. \qquad (3.61а)$$

Формулой (3.61а) следует пользоваться, если $|Z_0| \ge |Z_2|$. Если же $|Z_2| \ge |Z_0|$, то тогда

$$s = Z_2 \,/\, Z_0. \qquad (3.61б)$$

Теперь, используя введенное соотношение, формулу (3.60) можно записать в виде

$$Z_1 = Z_0 \frac{\cos kl + \mathrm{i}\, s \sin kl}{s \cos kl + \mathrm{i} \sin kl} \qquad (3.62)$$

Из формулы (3.62) нетрудно выделить действительную и мнимую части, соответствующие R_2 и X_2:

$$R_1 = \left| \frac{R_2 Z_0^2}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right|; \qquad (3.63)$$

$$X_1 = \left| \frac{Z_0 (Z_0^2 - R_2^2) \sin kl \cos kl}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right|. \qquad (3.64)$$

Эти трудные на первый взгляд формулы достаточно просты для конкретных расчетов. Применим их на конкретном примере.

Пример. На рис. 3.44 приведена линия длиной l=2 м, имеющая волновое сопротивление Z_0=300 Ом. Эта линия нагружена на последовательно включенные емкость C=20 пФ и сопротивление R_2=200 Ом. Рассчитаем входное сопротивление Z_1 этой линии для волны λ=10 м (f=30 МГц).

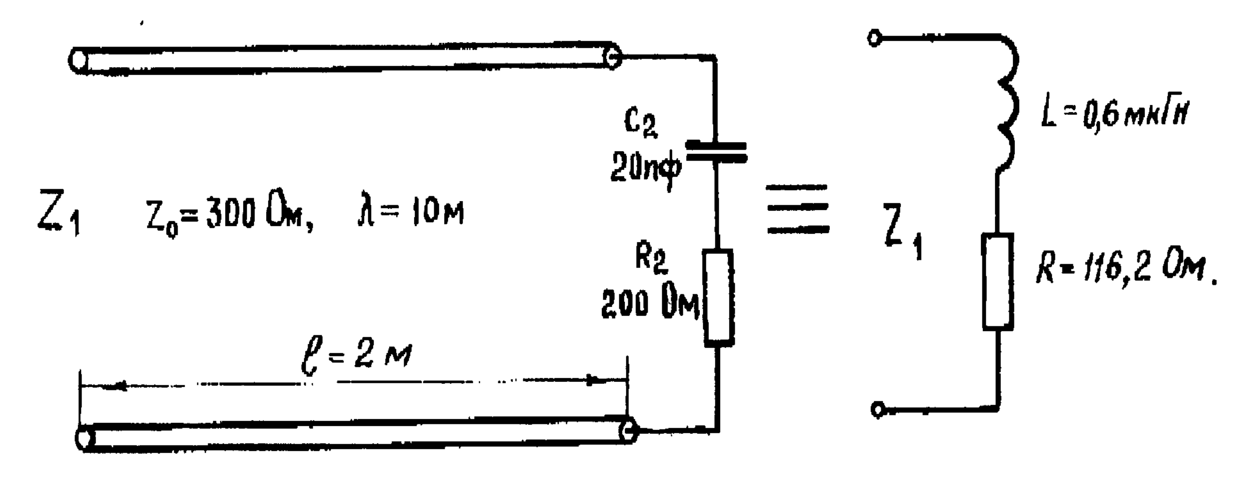


Рис. 3.44. Длинная линия, трансформирующая емкостную нагрузку в индуктивную

Порядок расчета:

1. Сопротивление емкости $X_c = 1 / \omega C = 1 / 2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 265$ Ом.

2. Сопротивление нагрузки $Z_2 = R_2 - \mathrm{i}X_c = (200 - \mathrm{i}\,265)$ Ом.

3. Фазовый набег вдоль линии $kl = 2\pi l / \lambda = 360° \cdot 2 / 10 = 72°$ или $kl = 2\pi l / \lambda = 2\pi \cdot 2 / 10 = 0{,}4\pi = 1{,}257$ рад.

4. Входное сопротивление линии, рассчитываемое по формуле (3.60),

$$Z_1 = 300 \frac{(200 - \mathrm{i}265) + \mathrm{i}\, 300\, \mathrm{tg} 72°}{300 + \mathrm{i}(200 - \mathrm{i}265)\, \mathrm{tg} 72°} = (116{,}2 + \mathrm{i}113{,}1) \quad \text{Ом}.$$

Таким образом, сопротивление нагрузки $Z_2 = (200 - \mathrm{i}265)$ Ом, обусловленное последовательно включенными емкостью и сопротивлением, трансформируется с помощью двухметровой линии, работающей на частоте 30 МГц, во входную нагрузку $Z_1 = (116{,}2 + \mathrm{i}113{,}1)$ Ом, которая соответствует последовательно включенным сопротивлению (другой величины) и индуктивности L. Поэтому на рис. 3.44 между рассчитываемой линией и ее эквивалентом был поставлен знак тождества. Индуктивность, сопротивление которой на частоте 30 МГц составляет 113,1 Ом,

$L = 113{,}1 \, / \, 2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 = 0{,}602$ мкГн.

Для облегчения расчетов величин X_L и X_c можно воспользоваться номограммами, приведенными на рис. 3.45.

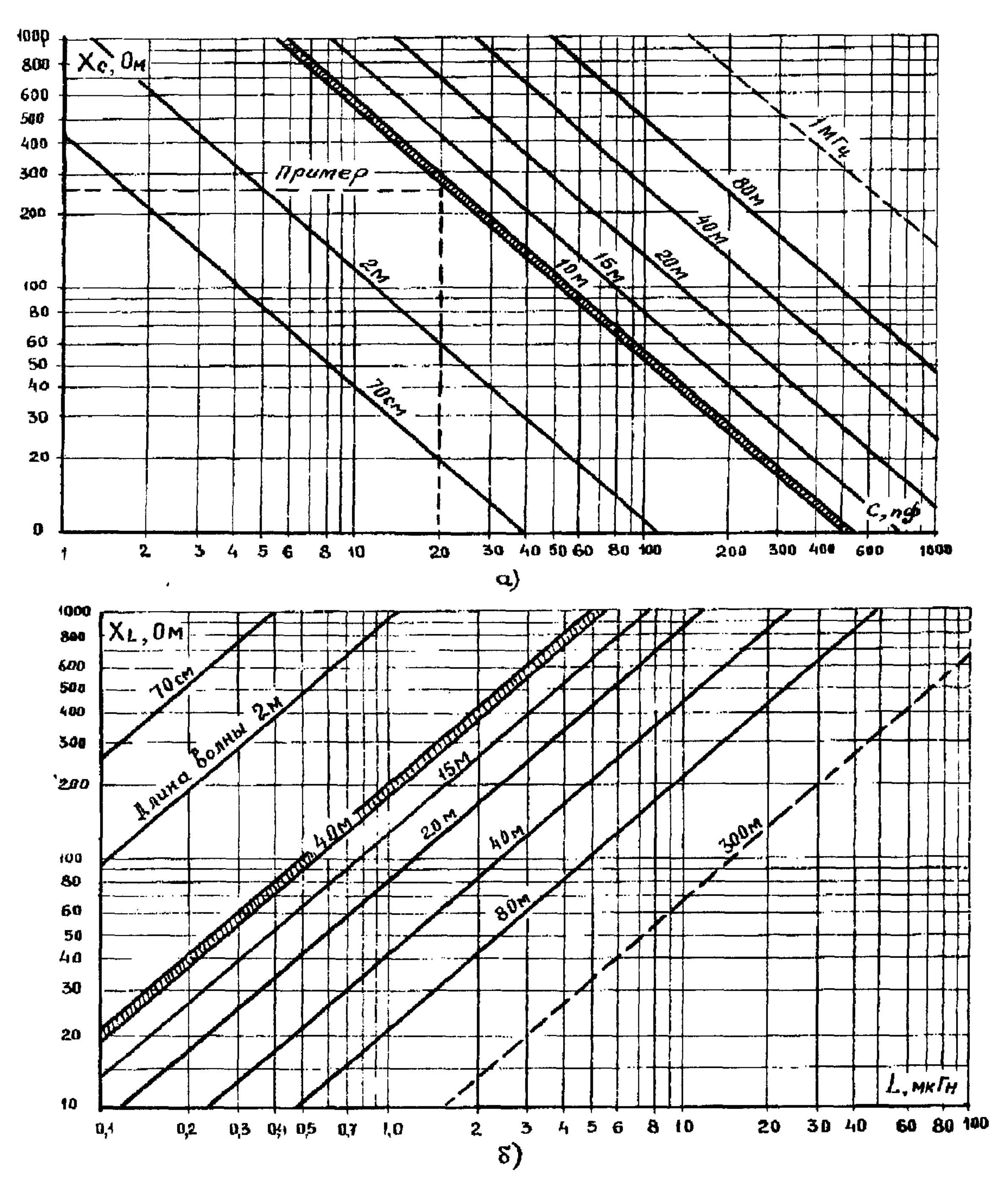


Рис. 3.45. Номограммы для определения реактивных сопротивлений для некоторых длин волн: *а* - определение X_c по заданным *C*; *б* - определение X_L по заданным *L*

Особо рассмотрим один частный случай, вытекающий из общей формулы (3.60), а именно: длина линии $l=\lambda/4$. В этом случае формула (3.60) значительно упрощается и принимает вид

$$Z_1 = Z_0^2 \, / \, Z_2. \tag{3.65}$$

Эту формулу следует запомнить, так как она достаточно часто будет встречаться на практике. Сейчас применим эту формулу для конкретных примеров.

Пример 1.Требуется рассчитать входное сопротивление линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 300$ Ом, нагруженной на антенну с Z_2=600 Ом, если длина линии $l=\lambda/4$. Получаем

$Z_1 = 300^2 / 605 = 150$ Ом.

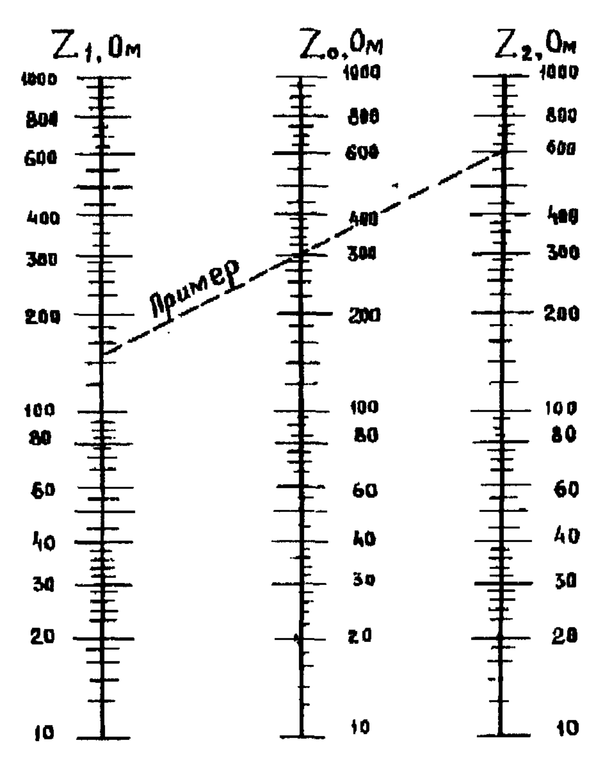


Рис. 3.46. Номограмма для определения волнового сопротивления Z_0 четвертьволнового трансформатора по заданным значениям Z_1 и Z_2 ($Z_0^2 = Z_1 Z_2$)

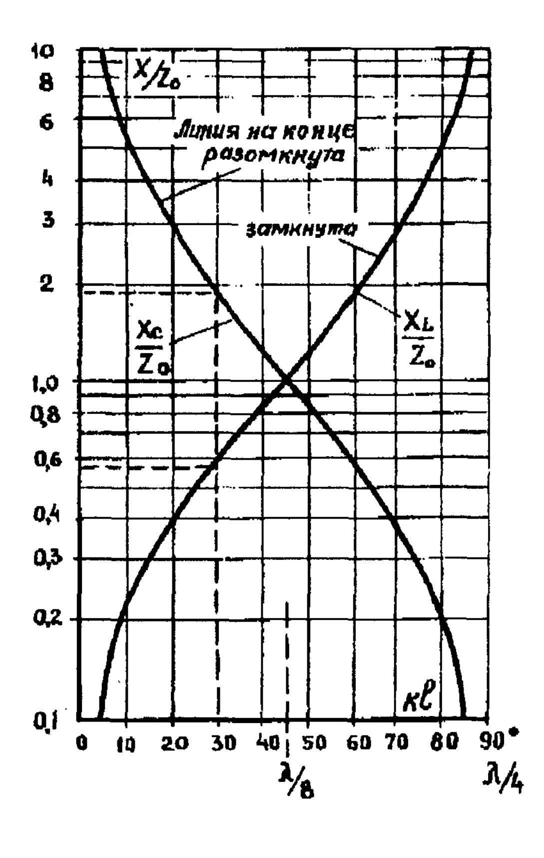


Рис. 3.47. Зависимость реактивного сопротивления линии от ее длины $kl = 360^0\, l/\lambda$

Пример 2. Требуется рассчитать волновое сопротивление четвертьволновой линии, согласующей два коаксиальных кабеля с сопротивлениями $Z_1 = 50$ Ом и $Z_2 = 75$ Ом. Расчет

проведем по формуле $Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2}$. Подставляя в эту формулу исходные значения, получим, что $Z_0 = 61{,}2$ Ом.

При проведении подобных расчетов удобно пользоваться номограммой, приведенной на рис. 3.46.

Нагруженные длинные линии могут быть рассмотрены как резонансные контура. Характер изменения нагрузки в таком контуре при изменении длины линии приведен на рис. 3.43. Резонанс в линии наступает, если длина линии $l=n\lambda/4$. Для других длин, отличных от $n\lambda/4$, линия представляет собой или индуктивность, или емкость.

Если длина короткозамкнутой на конце линии $l<\lambda/4$, то ее сопротивление носит индуктивный характер и определяется по формуле

$$X_C = Z_0 \mathrm{tg}\, kl \tag{3.66}$$

В частном случае, когда $l=\lambda/8$, линия представляет собой емкость, значение которой $C=1/\omega Z_0$.

В согласующих устройствах отрезки длинной линии часто используются в качестве индуктивности или емкости. Для удобства расчета можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 3.47.

Пример. Требуется найти входное сопротивление короткозамкнутой линии длиной $l=15$ см, имеющей коэффициент укорочения $K=0{,}905$ и волновое сопротивление $Z_0 = 300$ Ом для длинны волны $\lambda=2$ м (150 МГц).

Порядок расчета.

1. Электрическая длина линии определяется по формуле (2.72): $l_э = l / K = 15/0{,}905=$ 16,6 м.

2. Фазовый сдвиг вдоль линии определяется по формуле (2.74): $kl=2\pi \cdot 0{,}166 / 2 = 0{,}52$ рад. или $kl= 2\pi\, l/\lambda=360^\circ \cdot 0{,}083 = 29{,}9^\circ$.

3. Сопротивление $X_L= Z_0$ tg $29{,}9^\circ = 300 \cdot 0{,}577=173$ Ом.

4. Индуктивность $L=X_L/\omega=173/2\pi \cdot 150 \cdot 10^6 = 0{,}183$ мкГн.

5.Та же самая линия, только разомкнутая, имеет сопротивление $X_c= Z_0$ ctg $29{,}9^\circ =$ $=300 \cdot 1{,}73=520$ Ом, что эквивалентно емкости $C=1/\omega X_c=2{,}04$ пФ.

При проведении подобных расчетов удобно пользоваться графиками, приведенными на рис. 3.47. Так, например, для фазового сдвига $kl=30^\circ$ по графикам на рис. 3.47 определяем, что $X_L/Z_0 = 0{,}57$ и $X_c/Z_0 = 1{,}75$. Следовательно, $X_L=300 \cdot 0{,}57=171$ Ом и $X_c=300 \cdot 1{,}75=525$ Ом. Тогда, пользуясь графиками, приведенными на рис. 3.45, находим, что $L=0{,}19$ мкГн и $C=2{,}1$ пФ. Эти результаты отличаются (с малой погрешностью) от приведенных расчетных данных. Однако полученная точность определения параметров L и C является достаточной для целей практики.

Отметим еще одно обстоятельство, вытекающее из ранее приведенных рассуждений о различном характере разомкнутой и замкнутой линии. Речь идет о способе измерения волнового сопротивления линии. Для этого достаточно определить эквивалентные индуктивности и емкости при короткозамкнутой и разомкнутой линиях. Эти измерения, как известно, привести нетрудно. Тогда, зная значения измеренных L и C, можно вычислить волновое сопротивление линии:

$$Z_0 = \sqrt{X_L X_C} = \sqrt{L / C}. \tag{3.67}$$

В реальных линиях всегда присутствуют потери. Это обстоятельство, как было показано ранее, приводит к изменению значения характера распределения вдоль линии падающей, а также отраженной волны. На рис. 3.48 показано влияние затухания на характер распределения напряжения вдоль длинной линии.

3.9. Длинная линия как резонансный контур. В диапазоне УКВ длинная линия может быть использована в качестве резонансного контура. Добротность такого контура (при малом уровне потерь)

$$Q = 2\pi f Z_0 / R = k / 2\alpha \tag{3.68}$$

где k - волновое число; α - затухание.

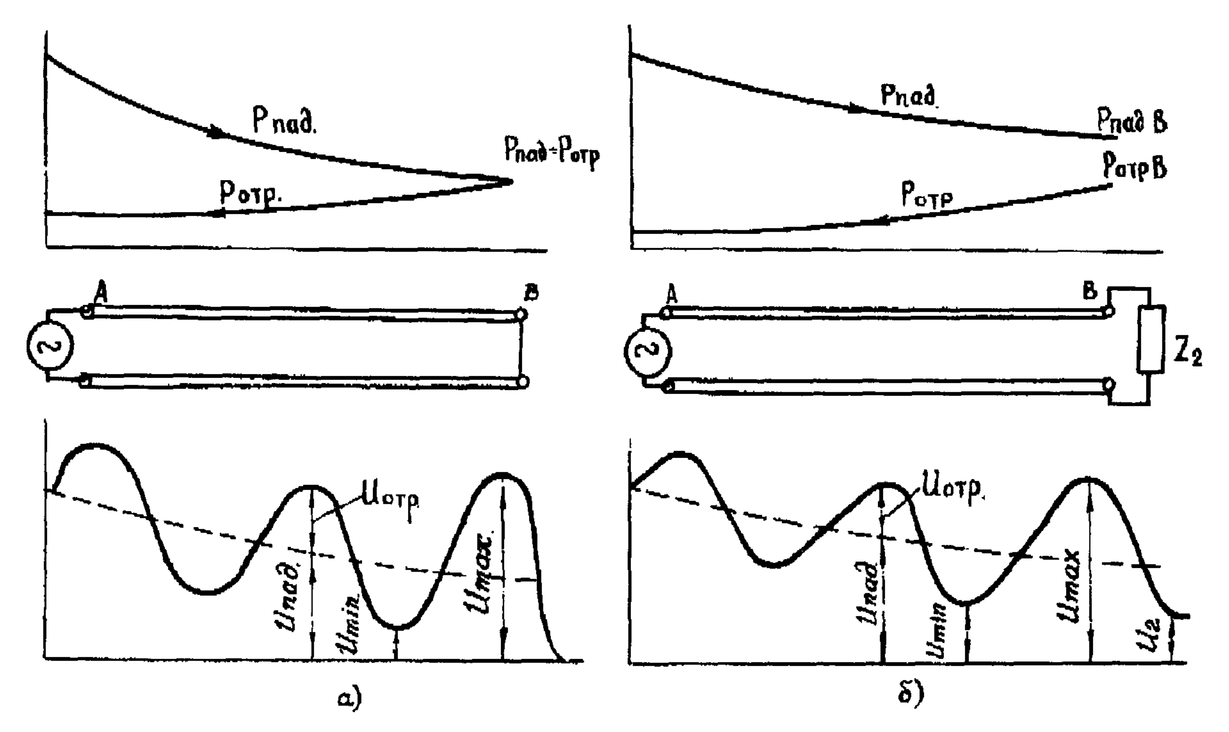


Рис. 3.48. Распределение напряжения U и мощности P падающей и отраженной волн в линии с потерями:
а - линия короткозамкнута; *б* - линия нагружена на сопротивление $Z_2 < Z_0$

Для коаксиальной линии, как это было показано ранее, минимальные потери соответствуют условию D/d=3,6, т.е. волновому сопротивлению Z_0=77 Ом. На рис. 3.49 приведены графики добротности как функции внешнего диаметра коаксиального кабеля и частоты. Эти графики построены для коаксиальной линии, выполненной из меди и имеющей воздушную изоляцию.

Целесообразно обратить внимание на следующую информацию:

1. Входное сопротивление четвертьволновой линии без потерь или линии, длина которой кратна $(2n+1)\lambda/4$, имеет следующие значения:

для короткозамкнутой $Z_1=\infty$ (параллельный резонансный контур),

для разомкнутой $Z_1=0$ (последовательный резонансный контур).

2. Для линии с потерями входное сопротивление четвертьволновой линии определяется по следующим формулам:

для последовательного резонансного контура

$$Z_1 = Z_0(2n+1)\,\pi/4Q \approx Z_0\ \alpha l; \quad (3.69)$$

для параллельного резонансного контура

$$Z_1 = 4Z_0Q_0\ /\ (2n+1)\pi \approx Z_0\ /\ \alpha l. \quad (3.70)$$

3. Частотная характеристика четвертьволновой линии вблизи резонансной частоты очень похожа на обычную частотную зависимость при резонансе контура с добротностью Q. Однако следует иметь в виду, что входное сопротивление длинной линии в этой области изменяется несколько иным образом, чем сопротивление резонансного контура, образованного сосредоточенными индуктивностью и емкостью.

При небольшом отклонении частоты Δf от резонансной частоты $f_{рез}$ появляется дополнительный фазовый сдвиг

$$\delta=(2n+1)\pi/4-2\pi\Delta\ fl/C. \quad (3.71)$$

Изменение входного сопротивления при небольшом отклонении частоты Δf от резонансной зависит как от длины линии l и ее затухания α, так и от дополнительного фазового сдвига δ. Для последовательного резонансного контура входное сопротивление

$$Z_{ВХ} \approx Z_0\sqrt{(\alpha l)^2+\delta^2} = \alpha\ /\ Z_0\sqrt{1+(\delta/\alpha l)^2}\ ; \quad (3.72)$$

для параллельного резонансного контура

$$Z_{ВХ} \approx Z_0\left[(\alpha\ l)^2+\delta^2\right]^{-1/2} = Z_0\ /\ \alpha l\sqrt{1+(\delta/\alpha l)^2} \quad (3.73)$$

Из анализа этих формул следует, что при условии $\alpha l=\delta$ входное сопротивление линии, соответствующее последовательному резонансному контуру, в 1,4 раза больше, чем значение Z_1, рассчитанное по формуле (3.69).

3.10. Согласование линий. Линия питания, показанная на рис. 3.38, соединяющая генератор с нагрузкой, служит для передачи возможно большей части мощности генератора $P_г$ к приемнику, т.е. к нагрузке этой линии. Мощность, принятую нагрузкой, обозначим через P_2.

Значение мощности P_2 зависит от ряда факторов, к рассмотрению которых мы и переходим.

1. В случае, когда $Z_1=Z_0=Z_2$ и в линии отсутствуют потери, мощность, выделяемая в нагрузке, $P_2=P_1=P_0$.

2. В линии с потерями мощность P_2, выделяемая в нагрузке меньше мощности P_1, поступающей на вход линии, на величину мощности потерь $P_п$ в этой линии, т.е. $P_2=P_1$-$P_п$.

3. В случае, когда выходное сопротивление генератора $Z_г$ не согласовано с входным сопротивлением линии $Z_1=U_1/I_1$, генератор отдает в линию только часть своей мощности $P_г$. Ра-согласование сопротивлений может быть обусловлено неравенством активных сопротивлений $R_г$ не равно R_1 либо реактивных $X_г\neq$ - X_1, а также обеими этими причинами, т.е. $R_г+iX_г\neq \neq R_1—iX_1$. Следствием этих причин является выделение мощности генератора на выходных элементах его схемы, т.е. на аноде выходной лампы и.п. Как правило, равенство $R_г=R_1$ выполняется путем трансформации выходного сопротивления генератора, осуществляемой в его выходном контуре. Для того чтобы выполнить условие $X_г= - X_1$, достаточно произвести расстройку выходного контура генератора относительно резонансной частоты, что, правда, несколько изменяет значение выходного сопротивления $R_г$. Обычно передатчик имеет ограниченный диапазон изменения $Z_г$. Для обычных схем передатчиков можно указать следующие пределы изменения его выходного сопротивления: $30\le R_г\le 100$ Ом, - $300\le X_г\le 300$ Ом. Если входное сопротивление генератора $Z_г$, значительно отличается от входного сопротивления линии, то дополнительно применяют специальные устройства согласования. Здесь отметим, что такие устройства обеспечивают широкополосное согласование, однако при этом вносят дополнительные потери примерно 0,5 ... 2 дБ. Поэтому, если мы хотим избежать дополнительных потерь, следует выбирать входное сопротивление линии Z_1 так, чтобы его значение лежало в пределах изменения выходного сопротивления генератора.

4. При рассогласовании входного сопротивления нагрузки Z_2 с волновым сопротивлением линии Z_0 в последней возникает помимо падающей волны $U_{пад}$ и отраженная волна $U_{отр}$. Обе эти волны образуют в линии питания стоячую волну (см. рис. 3.48). В этой ситуации мощность P_2, передаваемая в нагрузку, будет определяться равенством $P_2=P_{пад}-P_{отр}$, где $P_{пад}$ и $P_{отр}$ –мощности падающей и отраженной волны соответственно.

Отраженная волна, возвращаясь к передатчику, уменьшает уровень мощности $P_г$ до величины $P_1=P_{пад}-P_{отр}$. Отметим, что в линии без потерь $P_2=P_1$. Это равенство не зависит от степени согласования (или рассогласования) линии питания. Тогда если $Z_г\neq Z_1$, то вновь возникает отражение. Если же $Z_г=Z_1$, то вся мощность генератора $P_г$ попадает в нагрузку, независимо от значения коэффициента стоячей волны. Вспомним, что входное сопротивление линии зависит от длины линии l, ее волнового сопротивления Z_0 и сопротивления нагрузки Z_2. Его значение определяется по формуле (3.62). И, наконец, еще раз подчеркнем, что мощность отраженной волны $P_{отр}$ не является мощностью потерь как иногда об этом пишут в книгах для радиолюбителей.

5. В линиях с потерями как падающая волна мощности $P_г$ так и отражения волна мощности $P_{отр}$ при распространении вдоль линии претерпевают затухание (см. рис. 2.48*б*). Если хотят при использовании такой линии, имеющей кроме того рассогласование, т. е. $Z_2\neq Z_0$, получить в нагрузке (например, в антенне) прежний уровень мощности, то необходимо увеличить уровень $P_г$ на величину $\Delta P_г=P_{зат}+P_{рас}$, где $P_{зат}$ – потери мощности на затухание, $P_{рас}$ – потери мощности из-за рассогласования.

Дополнительные потери в линии зависят как от потерь линии на затухание, так и от значения коэффициента стоячей волны $K_{стU}$ в линии. При малых значениях $K_{стU}\le 2$ дополнительные потери весьма малы и лишь только при $K_{стU}\ge 4$ они могут достичь уровня собственных потерь линии на затухание. Отсюда следует, что на практике в диапазоне

КВ, где собственные потери линии незначительны (A<1 дБ), можно допустить большой уровень рассогласования выходного сопротивления передатчика с входным сопротивлением линии питания. Если рассогласование выхода передатчика с линией очень велико, то одной из возможных мер улучшения согласования является изменение длины линии питания. Позднее более подробно рассмотрим линии питания с большим значением $K_{стU}$, которые получили название резонансных.

6. Дополнительные потери в линию питания вносят отдельные элементы, служащие для улучшения согласования. Целесообразность их применения решают исходя из сравнения вносимых ими потерь на затухание и дополнительных потерь из-за рассогласования (при отсутствии элементов настройки линии).

3.11. Основные параметры согласования линии. *Коэффициент отражения*

$$|r| = U_{отр} / U_{пад} = |Z_2 - Z_0| / |Z_2 - Z_0|, \quad (3.71)$$

где $U_{пад}$ - напряжение падающей волны:. $U_{отр}$ - напряжение отраженной волны.

Напряжение вдоль линии изменяется от максимального значения U_{max} до минимального U_{min}. Максимальное значение

$$U_{max} = U_{пад} + U_{отр} \quad (3.72)$$

а минимальное

$$U_{min} = U_{пад} - U_{отр}. \quad (3.73)$$

Взаимосвязь этих параметров с коэффициентом стоячей волны $K_{стU}$ определяется по формуле

$$K_{ст.U} = U_{max} / U_{min} = I_{max} / I_{min} \quad (3.74)$$

Напомним, что значение коэффициента стоячей волны зависит от волнового сопротивления линии и от сопротивления нагрузки и определяется по формуле (3.61).

Подставляя значения U_{max} и U_{min} из формул (3.72) и (3.73) в формулу (3.74), получим

$$K_{ст.U} = (U_{пад} + U_{отр}) / (U_{пад} - U_{отр}) = (1 + r) / (1 - r). \quad (3.75)$$

Так же просто выразить r через $K_{стU}$:

$$r = U_{отр}/U_{пад}=(U_{max} - U_{min})/(U_{max} + U_{min})=(K_{стU} - 1)/(K_{стU} +1). \quad (3.76)$$

В общем случае взаимосвязь $K_{стU}$ с волновым сопротивлением линии, и сопротивлением нагрузки Z_2 описывается выражением

$$K_{стU} = \frac{|Z_2 + Z_0| + |Z_2 - Z_0|}{|Z_2 + Z_0| - |Z_2 - Z_0|} \quad (3.77)$$

Формула (3.61) является частным случаем этой формулы и справедлива только для больших значений $K_{стU}$.

Значение коэффициента стоячей волны позволяет найти отношение $|Z_0|/|Z_2|$ или $|Z_2|/|Z_0|$, но не определить, которое из двух этих сопротивлений больше.

Пример. Для линии с волновым сопротивлением Z_0= 70 Ом, нагруженной на неизвестное сопротивление Z_2, измеренное значение $K_{стU}$ =2. Это измерение показывает, что или Z_2= 2·70=140 Ом, или Z_2=70/2=35 Ом.

В нагрузке длинной линии выделяется мощность

$$P_2=P_{пад} - P_{отр}, \quad (3.78)$$

где $P_{пад}$ - мощность падающей волны; $P_{отр}$ - мощность отраженной волны. Для того чтобы получить формулу, связывающую мощность P_2 со значением $K_{стU}$ линии, выпишем значение квадрата коэффициента отражения:

$$r^2 = U_{орт}^2 / U_{пад}^2 = P_{орт} / P_{пад}. \quad (3.79)$$

Теперь, подставляя это выражение в формулу (3.78) и используя формулу (3.76), получаем

$$P_2 = P_{пад}(1 - r^2) = P_{пад}4K_{ст\,U} / (K_C + 1)^2 = 4P_{пад} / (2 + K_{ст\,U} + 1 / K_{ст\,U}) \quad (3.80)$$

Отсюда *коэффициент передачи* линии (по мощности)

$$\eta= P_2 / P_{пад} = 4 / (2 + K_{ст\,U} + 1 / K_{ст\,U}). \quad (3.81)$$

Неполная передача мощности от генератора к нагрузке (η<1) эквивалентна потерям в линии из-за рассогласования. Уровень этих потерь

$$A = 10\lg(1/\eta) = 10\lg\left(\frac{2 + K_{\text{ст}\,U} + 1/K_{\text{ст}\,U}}{4}\right). \qquad (3.82)$$

На графике рис. 3.49*а* приведена расчетная зависимость $A(K_{\text{стU}})$.

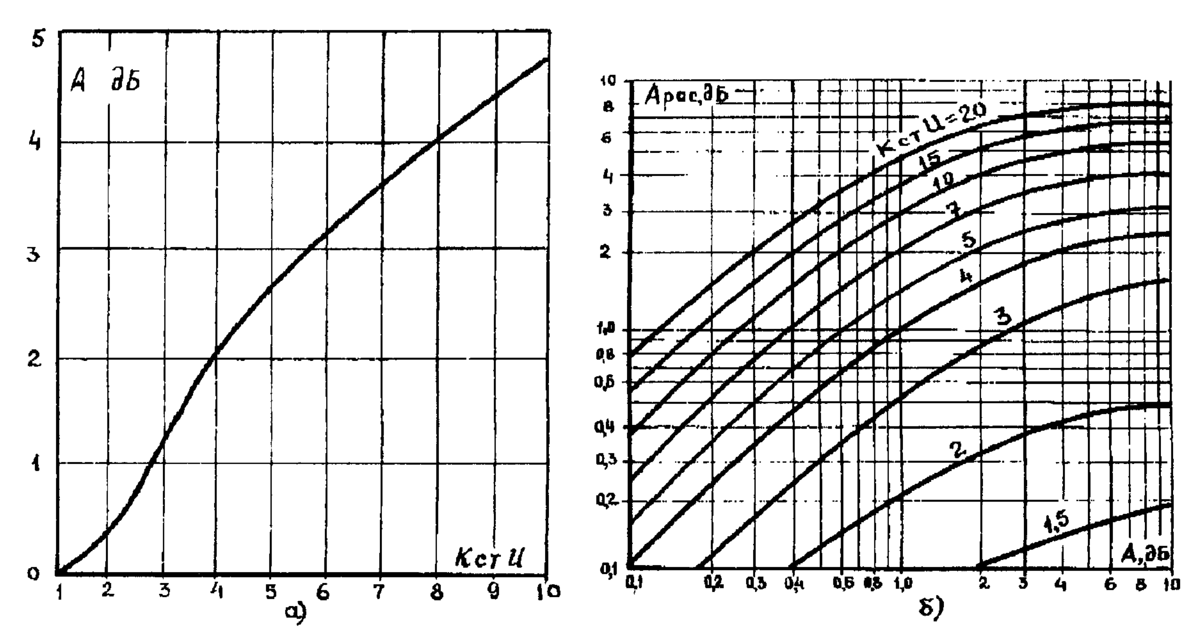


Рис. 3.49. Потери в линии, обусловленные рассогласованием с нагрузкой:
а -зависимость потерь A от $K_{\text{ст}\,U}$ в линии без затухания; *б* - зависимость дополнительных потерь $A_{\text{рас}}$ от собственного затухания в линии и коэффициента стоячей волны

Формула для расчета коэффициента передачи была приведена ранее для линии с потерями, обусловленными потерями в источнике, а также потерями на рассогласование $z_2 \neq z_0$.

Для упрощения расчетов можно воспользоваться графиками, приведенными на рис. 3.49*б*. Отметим, что суммарные потери в линии

$$A_{\Sigma} = A + A_{\text{рос}}, \qquad (3.83)$$

где $A = al$(a - коэффициент затухания, l - длина линии); $A_{\text{рас}}$ - дополнительные потери из-за рассогласования.

Целесообразно ознакомится с дополнительной информацией по рассматриваемому вопросу.

1. В технической литературе иногда вместо коэффициента стоячей волны используется обратная ей величина, называемая *коэффициентом бегущей волны*:

$$K_{\text{б.в}\,U} = 1/K_{\text{ст}\,U} = U_{\min}/U_{\max}. \qquad (3.84)$$

2. В технической литературе на английском языке коэффициент стоячей волны обозначается через *VSVR*, а в литературе на немецком языке - *SWV*.

3. О $K_{\text{ст}\,U}$ в линии с потерями требуется дополнительная информация: в какой точке линии получено данное значение $K_{\text{ст}\,U}$. В линии с потерями (рис. 3.50) отраженная волна в точке *2* больше, чем в точке *1*, а падающая - в точке *1* больше, чем в точке *2*. Отсюда следует, что $K_{\text{ст}\,U1} < K_{\text{ст}\,U2}$, а взаимосвязь этих параметров определяется соотношением

$$K_{\text{ст}\,U1} = \frac{K_{\text{ст}\,U2}(e^{2A} + 1) + e^{2A} - 1}{K_{\text{ст}\,U2}(e^{2A} - 1) + e^{2A} + 1} \qquad (3.85)$$

На рис. 3.50 приведены расчетные зависимости $K_{\text{ст}\,U1}(K_{\text{ст}\,U2})$ при различных уровнях потерь A в линии.

Пример 1. В линии питания для УКВ диапазона с затуханием A=3 дБ измеренный в начале линии коэффициент стоячей волны $K_{\text{ст}\,U1}=2$. Значение коэффициента стоячей волны, измеренного в конце линии, согласно расчетам по формуле (3.85) или по графикам на рис. 3.50 составляет $K_{\text{ст}\,U2}=5$.

В диапазоне КВ линии питания имеют, как правило, малые потери на затухание (A=0,1...1,0 дБ). Поэтому дополнительные потери из-за рассогласования, даже соответствующие большим значениям $K_{\text{ст}\,U}$, очень малы и ими можно пренебречь.

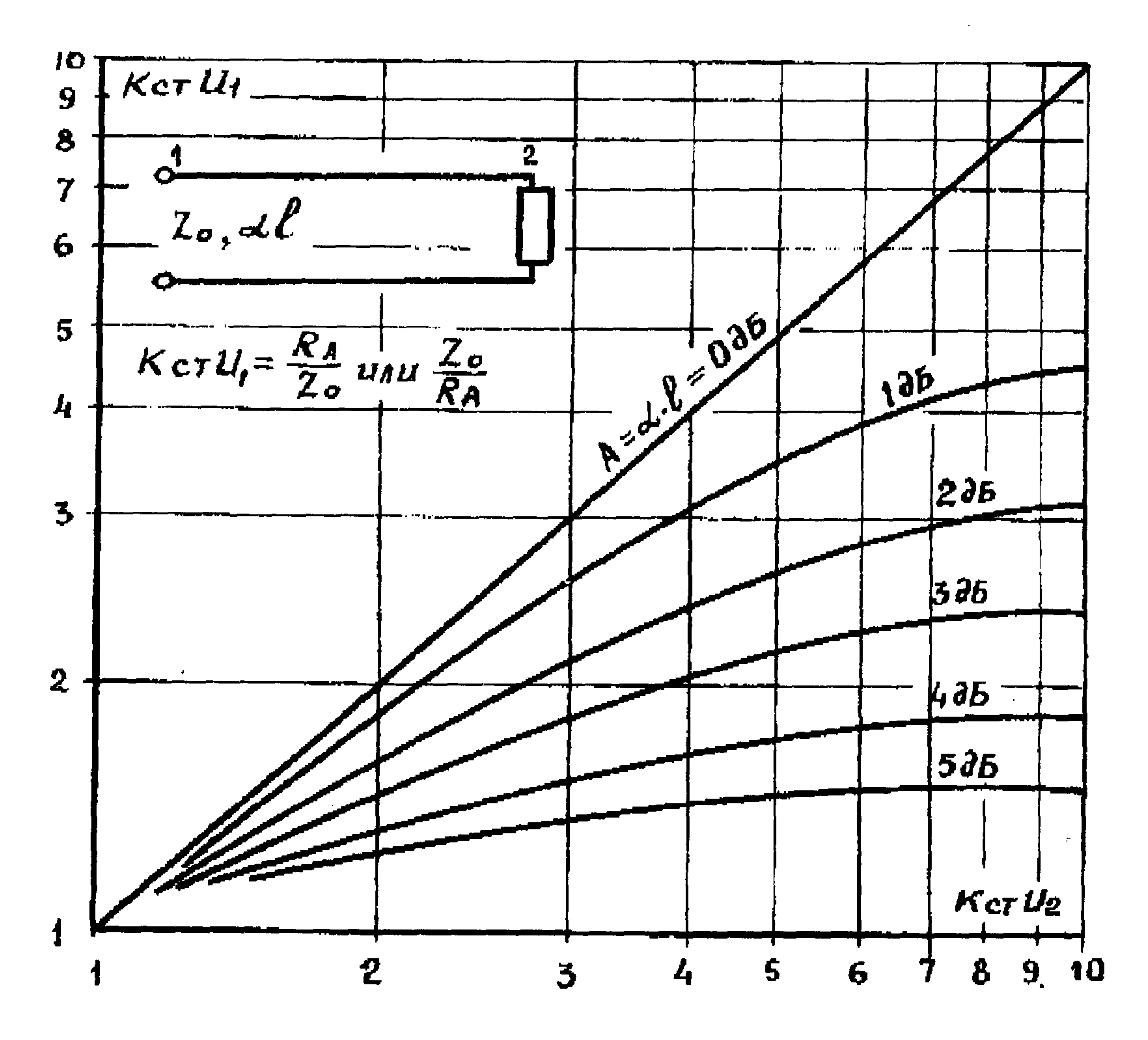


Рис. 3.50. График функций $K_{\text{ст}\,U1}$ ($K_{\text{ст}\,U2}$) при различных значениях потерь A в линии

Пример 2. Линия питания, выполненная в виде коаксиального кабеля с диаметром внешней жилы D=7,25 мм и имеющая длину l=20 м, вносит на частоте f=14 МГц затухание A=0,5

дБ. Для этого кабеля при $K_{\text{ст}\,U}$ =2 потери увеличиваются на 0,12 дБ, а удвоение потерь соответствует значению $K_{\text{ст}\,U}$ =4.

Проведенный анализ позволяет сформулировать следующие требования на согласование линии питания.

1. Согласование можно признать удовлетворительным: в диапазоне КВ, если $K_{\text{ст}\,U}$ <5; в диапазоне УКВ, если $K_{\text{ст}\,U}$ <2.

2. Согласование можно признать хорошим: в диапазоне КВ, если $K_{\text{ст}\,U}$ <2; в диапазоне УКВ, если $K_{\text{ст}\,U}$ <1,5.

Элементы согласования. Если в длинной линии с волновым сопротивлением Z_0 в точке B подсоединить нагрузку Z_B=R_B+iX_B≠Z_0 (рис. 3.51*а*), то в линии возникнет стоячая волна. На рис. 3.51*б* приведено распределение напряжения вдоль линии при условии, что Z_B>Z_0, R_B>Z_0 и X_B>0. Трансформирующее действие длиной линии приводит к тому, что каждому ее сечению соответствуют различные эквивалентные значения сопротивлений R

и X (рис. 3.51*в*). В точке D линии возникает узел напряжения, что соответствует наименьшему значению $R_D<Z_0$ и равенству $X_D=0$.

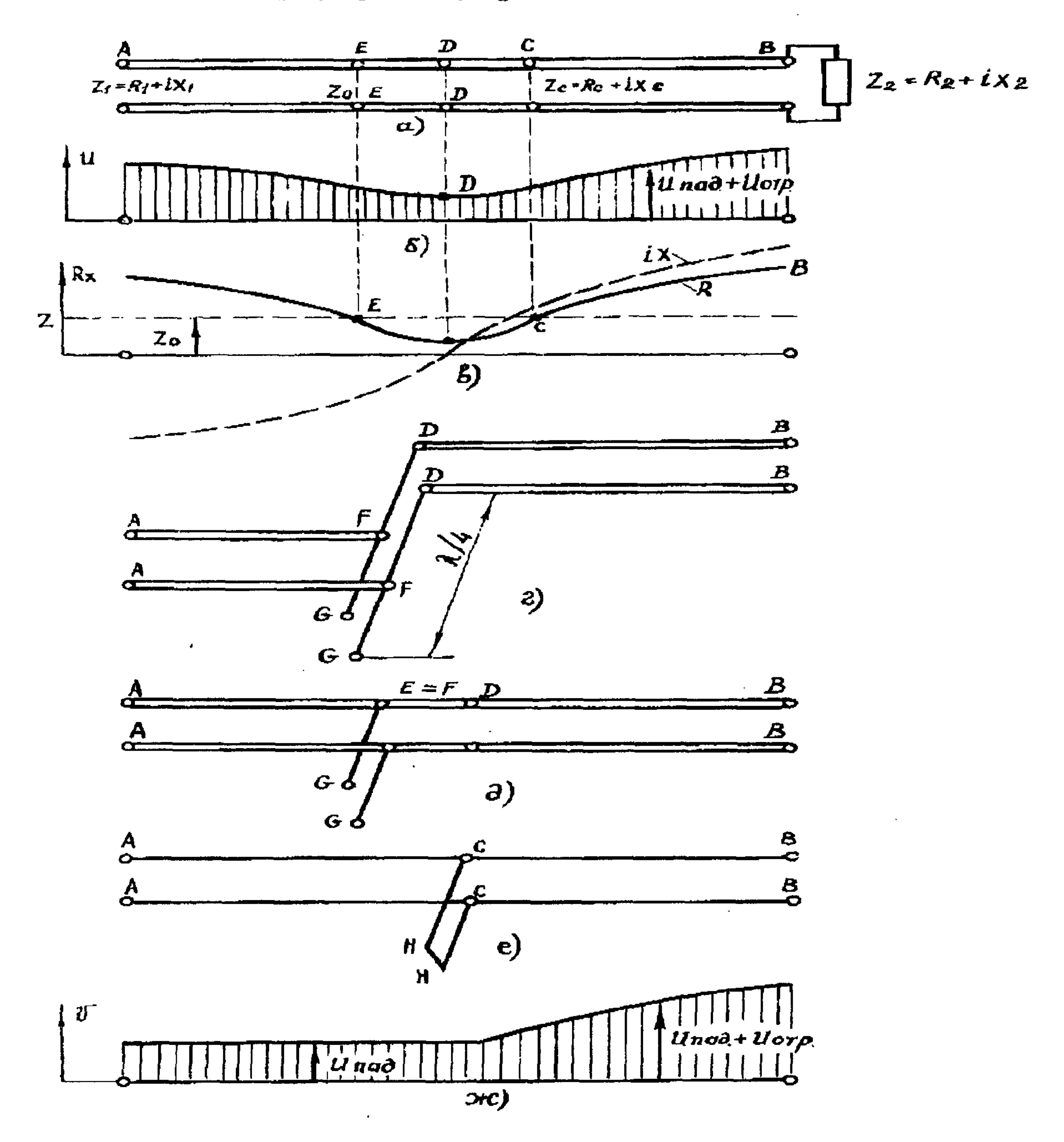


Рис. 3. 51. Методы трансформации и компенсации с помощью вспомогательных линий:
а - длинная линия с волновым сопротивлением Z_0, нагруженная на сопротивление $Z_2=R_2+iX_2$; *б* - распределение напряжения стоячей волны $U_{ст}$ вдоль линии; *в* - распределение активной R и реактивной X составляющих входного сопротивления вдоль линии; *г* - подключение в точках D - D вспомогательной четвертьволновой разомкнутой линии; *д* - выпрямление линии на отрезке от точки F до точки D; схема компенсации при подключении вспомогательной линии в точках C - C; *ж* - распределение напряжения в линии, изображенной на рис. *е*

Для согласования линии AB с нагрузкой Z_B в точке D подсоединяют дополнительную разомкнутую четвертьволновую линию DG (рис. 3.51*г*). На дополнительной линии DG находят точки F, которые соединяют с начальными точками A основной линии. Точки F выбирают таким образом, чтобы выполнялось равенство сопротивлений $R_E=Z_0$. Следовательно, в линии AF стоячая волна будет отсутствовать. Длину отрезка BD (от нагрузки до узла напряжения) можно найти с помощью формулы (3.64), *в* которой следует положить $X_1=0$. Длину отрезка DF можно определить, используя формулу (3.63).

Аналогичную процедуру можно выполнить, если $Z_B<Z_0$. Однако в этом случае $R_D>Z_0$ и для трансформации сопротивлений дополнительную четвертьволновую линию замыкают в точках G. Тогда нетрудно заметить, что после выпрямления основной линии $BDFA$ будем

иметь линию, изображенную на рис. 3.51*д*, т.е. прямую линию, у которой в точках E=F подключены отрезки (шлейфы) разомкнутой линии, служащие для согласования R_E с Z_0.

Лучший результат получается, если аналогичную процедуру провести для точек C, симметрично расположенных относительно точек E (рис. 3.51*е*). В данном случае отрезок линии, на котором существует стоячая волна, короче, т. е, $BC<BE$. Если же $Z_B<Z_0$, то в точке С подсоединяют разомкнутый отрезок (шлейф) дополнительной линии.

Перейдем к определению места включения и длины шлейфов. Если $Z_B>Z_0$, то длина отрезка BC

l_{BC}=(λ/360°) arctg $\sqrt{s}$ (3.86*а*)

где s=Z_B/Z_0, а длина короткозамкнутого шлейфа

l_{CH}=(λ/360°)arctg [(s - 1)/ $\sqrt{s}$] (3.86*б*)

Если же $Z_B<Z_0$, то

l_{BC}=(λ/360°)arctg $\sqrt{s}$ (3.87*а*)

а длина разомкнутого шлейфа

l_{CH}=(λ/360°)arctg [(s - 1)/ $\sqrt{s}$ (3.87*б*)

В приведенных формулах значения обратных функций arctg x и arctg x берутся в градусах.

Ранее были получены расчетные графики для определения искомых параметров: длин шлейфов и расстояния от нагрузки до места их подключения, соответствующие условию резонанса антенны на рис. 3.52.

Другим элементом согласования может служить *четвертьволновый трансформатор*. В случае, когда Z_B=R_B, т.е. нагрузка имеет только активный характер (например, резонансная антенна), вместо подстроечных шлейфов может быть применен четвертьволновый трансформатор, являющийся более простым (в изготовлении и настройке) устройством.

Волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора или рассчитывается с помощью формулы (3.65), или определяется по номограмме на рис. 3.46.

Возможным вариантом четвертьволнового трансформатора является четырехполюсник, выполненный на сосредоточенных элементах (3.54). Элементы этого четырехполюсника могут быть определены с помощью формул

$$X_L = 0{,}5\sqrt{R_B(Z_0 - R_B)}; \qquad X_C = Z_0\sqrt{R_B / (Z_0 - R_B)}, \qquad (3.88а);$$

(3.88б)

справедливых для симметричных линий, и с помощью формул

$$X_L = \sqrt{R_B(Z_0 - R_B)}; \qquad X_C = Z_0\sqrt{R_B / (Z_0 - R_B)}, \qquad (3.89а);\ (3.89б)$$

справедливых для коаксиальных линий.

Сосредоточенная емкость C в этих четырехполюсника подключается со стороны нагрузки, если $R_B>Z_0$, или со стороны генератора, если $R_B<Z_0$. Для того чтобы от полученных значений X_L и X_C перейти к искомым значениям L и C, можно воспользоваться номограммами, приведенными на рис. 3.45. Следует еще раз отметить, что такой способ согласования применим только в случае активной нагрузки, т.е. когда X_B=0.

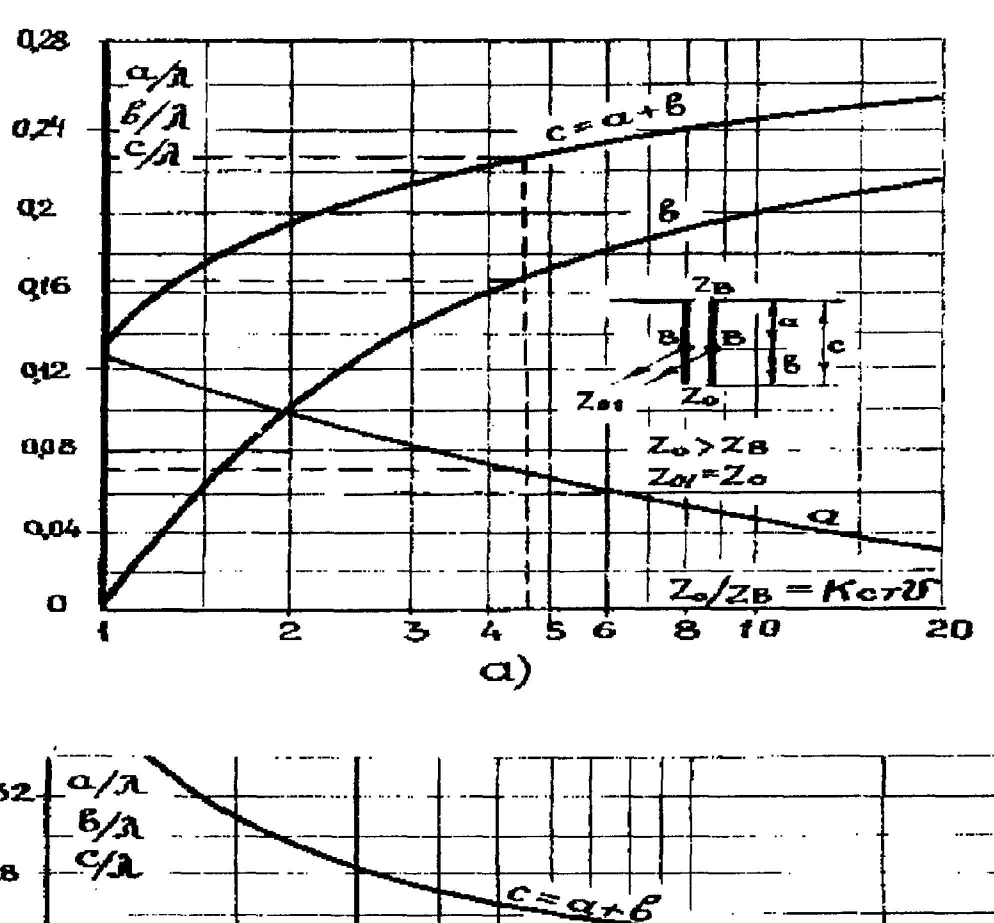
Вместо расчета X_L и X_C по приведенным здесь формулам можно воспользоваться графическим методом определения этих величин. Обратимся к рис. 3.54. На этом рисунке приведен диаметр OR, длина которого численно равна волновому сопротивлению линии. На этом диаметре построена полуокружность. На диаметре OR откладываем отрезок OP, численно равный сопротивлению нагрузки R_B. В точке P восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с полуокружностью в точке M. Длина отрезка PM определяет значение сопротивления X_L (в том же масштабе, что и Z_0 и R_B). Соединим точки R и M прямой и продолжим ее до пересечения с перпендикуляром, проведенным из точки O. Длина отрезка ON определяет значение сопротивления X_C (в том же масштабе, что и Z_0, и R_B, и X_L).

Еще один вариант выполнения четырехполюсника, осуществляющего функции четвертьволнового трансформатора, приведен на рис. 3.55. Его характеристическое сопротивление

Z_T=X_L=X_C. (3.90)

Используя известную формулу, определяющую условие согласования, можно записать выражение для Z_T:

$$Z_{\text{Т}} = \sqrt{R_B Z_0} \qquad (3.91)$$



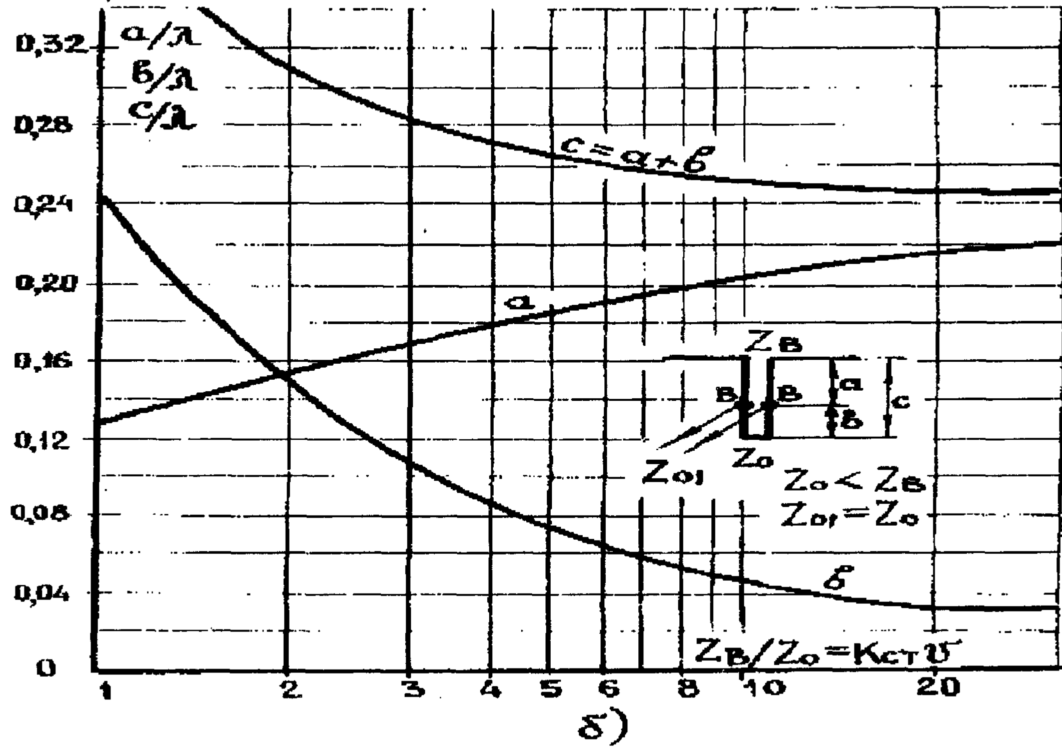


Рис. 3.52. Графики для определения параметров настроечных шлейфов:
а - разомкнутый; *б* - короткозамкнутый шлейф

По этим формулам можно определить параметры четырехполюсника X_L и X_C, а далее, используя номограммы на рис. 3.45, найти значения L и C. Этот тип четырехполюсника используется только для симметричных линий и известен как *X-четырехполюсник*. Эквивалентом X-четырехполюсника для несимметричных линий является T-четырехполюсник. Его элементы также рассчитываются по формулам (3.90) и (3.91).

3.12. Варианты построения линий питания.

Существующие линии питания радиолюбительских антенн можно разделить на три группы:

- линии прямого питания антенны от передатчика (например, в мобильных радиолюбительских устройствах, радиопеленгационных устройства и др.);
- линии резонансного питания антенны, имеющие большую протяженность;
- линии резонансного питания, в которых линия питания вместе с антенной представляет собой резонансный контур.

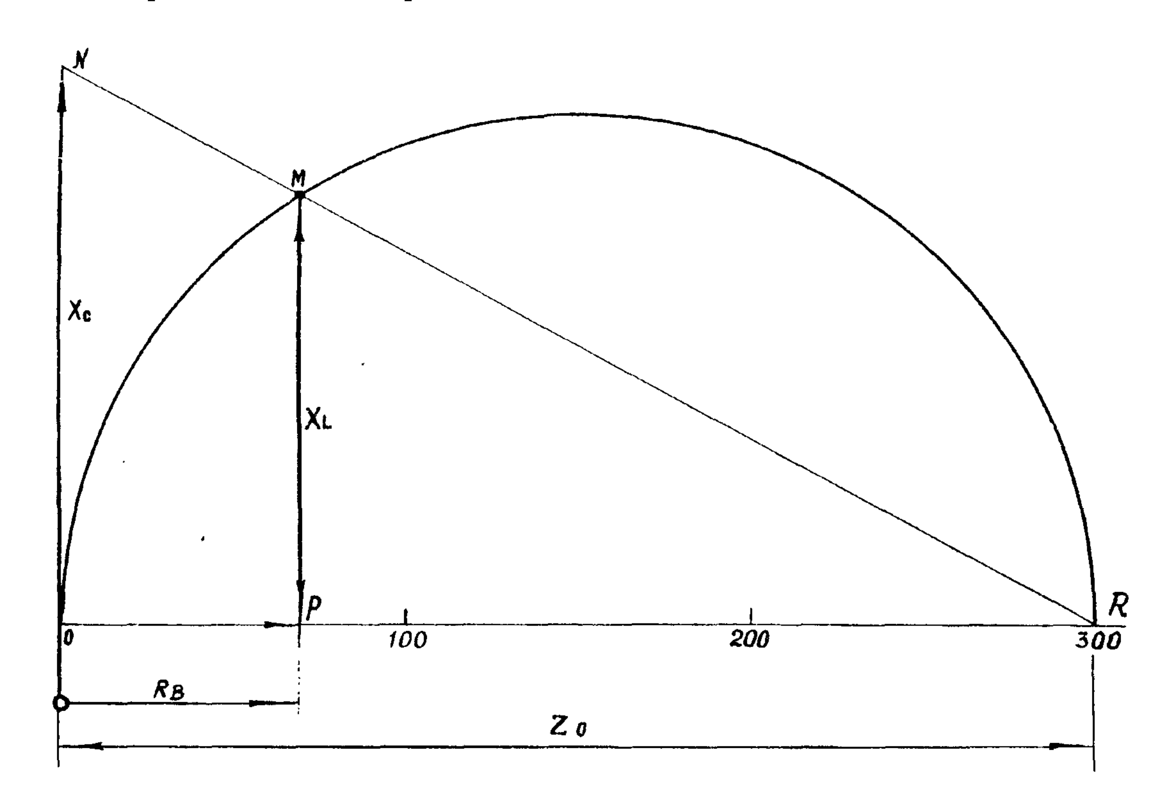


Рис. 3.53. Графический метод определения X_L и X_C в коаксиальной линии

Прямое питание антенны от передатчика. В этом случае антенна напрямую подключена к передатчику, например, к выходному контуру его последнего каскада. При этом, как правило, антенна выполняется в виде четвертьволнового диполя, а в качестве заземления служит корпус передатчика. Входное сопротивление такой антенны имеет активную составляющую, равную 20...30 Ом. Реактивная составляющая входного сопротивления антенны компенсируется перестройкой выходного каскада передатчика таким образом, чтобы вся система находилась в резонансе.

Подобная ситуация встречается и при использовании гармонических антенн, входное сопротивление которых изменяется в широких пределах (35...3000 Ом) и зависит от отношения длины антенны l к длине волны λ, т.е. от параметра l/λ, а также от высоты подвеса антенны h. В свою очередь, это требует возможности в широких пределах изменять активное и реактивное сопротивление выходных каскадов передатчиков.

Как правило, в таких линиях питания используют специальное устройство, располагаемое между выходным каскадом передатчика и входом антенны и предназначенное для согласования активных сопротивлений и компенсации реактивного сопротивления антенны.

Системы прямого питания предназначены для работы с несимметричными антеннами, и поэтому между корпусом передатчика и землей протекает примерно такой же по величине ток, что и в антенне. Ток проходит в землю как через систему заземления, так и через емкости, образованные передатчиком, устройством согласования и компенсации и землей рис. 3.56. Этот ток характеризует потери в радиосистемах и, кроме того, является источником помех в широком интервале частот - от вещательного до телевизионного диапазона.

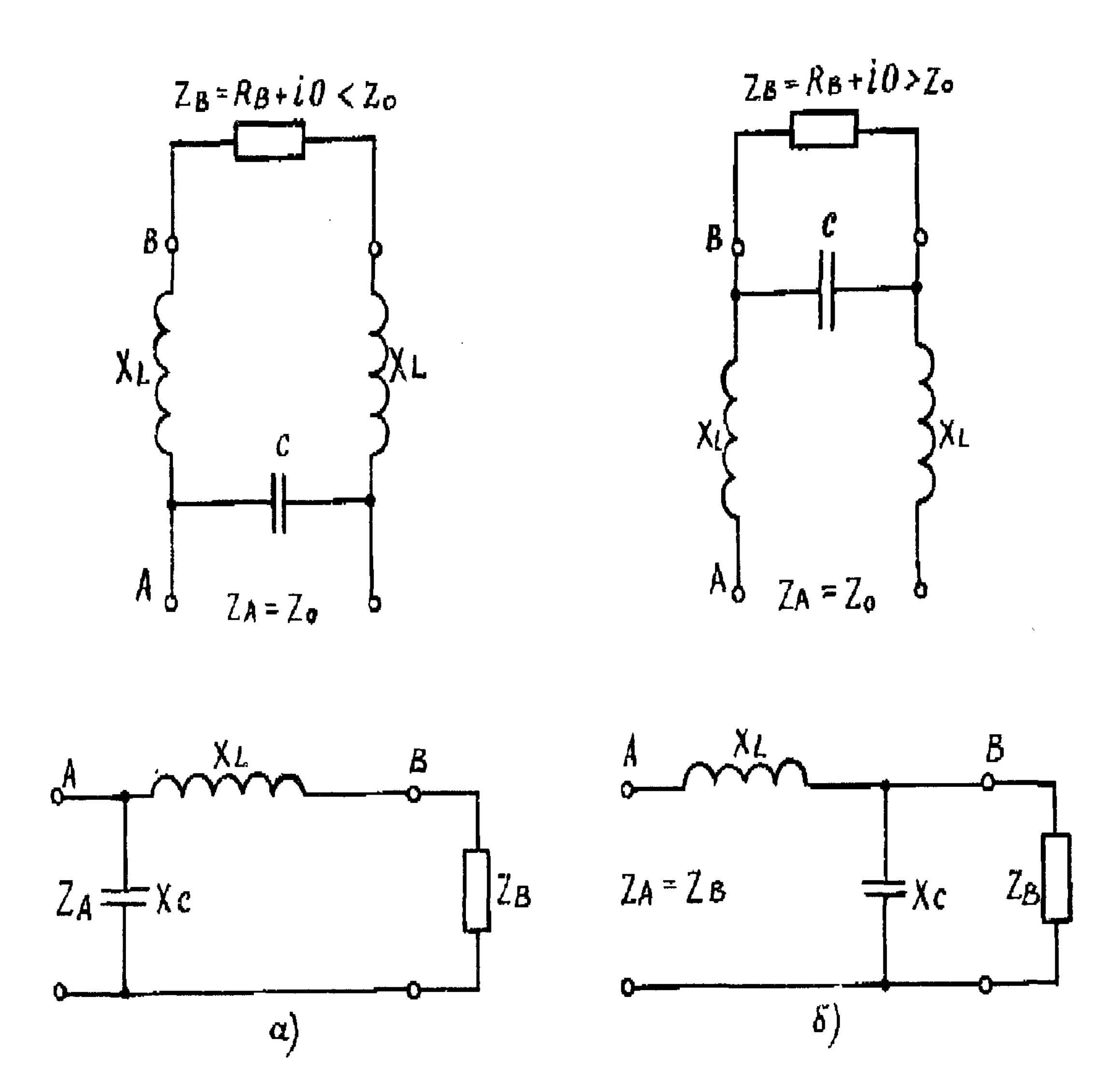


Рис. 3-54. Схемы четвертьволновых трансформаторов
а - для $Z_В < Z_0$; *б* - для $Z_В > Z_0$

Хорошо сконструированное заземление передатчика может в значительной мере исправить ситуацию. Однако следует иметь в виду, что использование в качестве заземления провода, длина которого превышает 0,1λ, может привести к возникновению излучения через заземляющий провод.

Все рассмотренные недостатки могут быть устранены, если использовать симметричную схему антенны, согласованную с передатчиком. При использовании в приемопередающем устройстве одной антенны ее выход должен быть непосредственно соединен с выходом передатчика и с входом приемника.

Нерезонансное питание антенны. Надо отметить, что именно нерезонансный способ питания антенны наиболее распространен. Для такого способа характерно условие $R_{\text{ВЫХ.ПЕР}}=Z_0=R_А$. В данном случае энергия передатчика поступает в антенну без потерь, а в выходном каскаде передатчика можно получить оптимальные значения L, C и Q. Длина линии питания в данном случае не влияет на согласование, так как в линии присутствует только бегущая волна.

Выходной каскад современного передатчика и входной каскад приемника, как правило, выполнены по асимметричной схеме и имеют выходное или входное сопротивление равное 50 или 75 Ом. Это позволяет использовать в качестве линий питания коаксиальные кабели, имеющие волновое сопротивление 50 или 75 Ом соответственно. Кроме того, в диапазоне УКВ иногда встречаются симметричные выходы с внутренним сопротивлением 280 Ом, что позволяет использовать в качестве фидера двухпроводную линию.

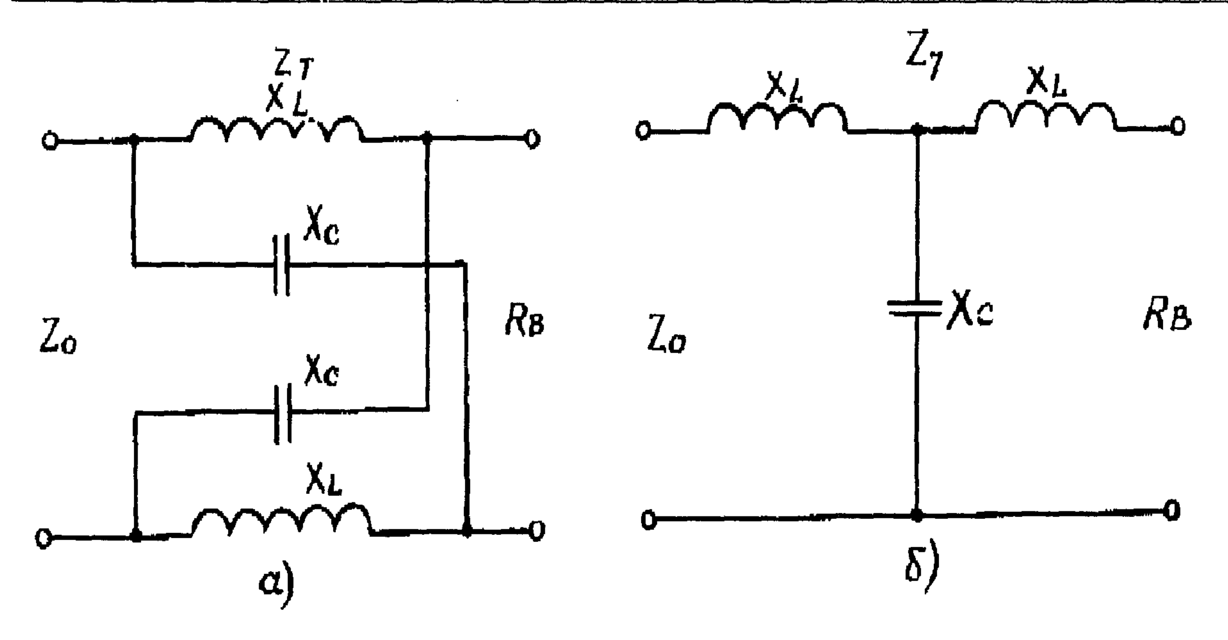


Рис. 3.55. Схемы трансформирующих четырехполюсников:
а - Х-четырехполюсник; *б* - Т-четырехполюсник;

Большинство антенн, настроенных в резонанс, имеют только активную составляющую входного сопротивления. Поэтому при работе на перестраиваемых частотах требуется регулировка дополнительного устройства, служащего для согласования сопротивлений и включенного в тракт питания антенны. Однако введение дополнительного устройства, не означает, что антенна настроена в резонанс, и потому в линии питания появляется отраженная волна.

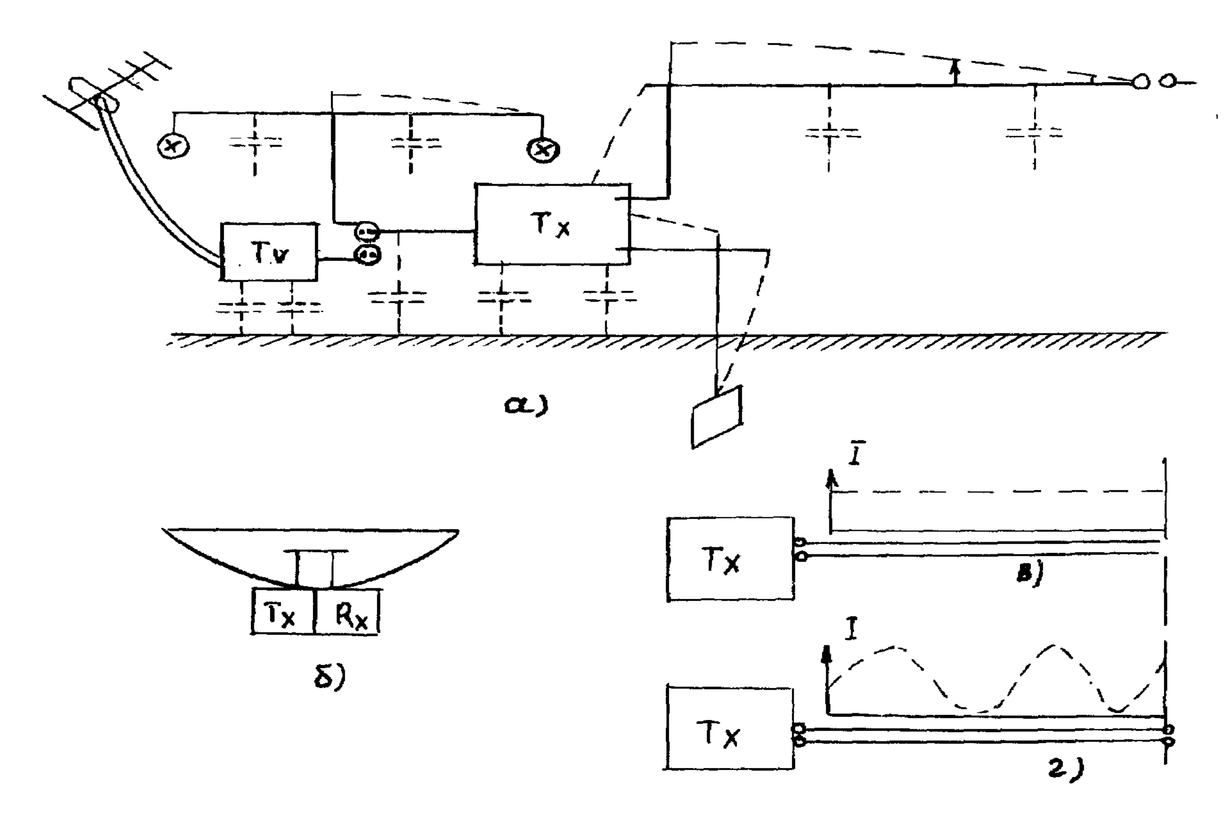


Рис. 3.56. Схема питания антенн:
а - питание непосредственно от передатчика (пунктирными линиями показано распределение токов в антенне, заземлении и на расположенных вблизи устройствах); *б* - подключение приемника и передатчика непосредственно к выходу зеркальной параболической антенны (например, в наземных станциях спутниковой связи для снижения шумовой температуры); *в* - нерезонансное питание антенны с помощью согласованной линии; *г* - резонансное питание антенны с помощью несогласованных линий

Значение коэффициента стоячей волны $K_{\text{ст}\,U} < 2$ является в этом случае допустимым, так как дополнительные потери, обусловленные переотражением, согласно графика рис. 3.49 пренебрежимо малы.

Если линия симметрична, то антенна также должна быть симметричной. В противном случае возникает асимметричная волна. Эта волна вызывает искажения характеристик излучения антенны. Чтобы этого избежать, используют специальные симметрирующие устройства, которые подробно рассмотрены ниже.

Резонансное питание антенны. В случае, когда волновое сопротивление линии питания значительно отличается от входного сопротивления, в линии возникает стоячая волна. Подбором длины линии можно получить соответствующую трансформацию сопротивления, а на выходе линии - желаемое значение входного сопротивления. Этим способом достигается согласование сопротивления линии с входным сопротивлением приемника, или выходным сопротивлением передатчика или волновым сопротивлением дополнительной нерезонансной линии питания.

Общая теория таких линий была рассмотрена ранее. Ниже более подробно рассмотрим частный случай, а именно, линию питания длиной $l=\lambda/2$ (рис. 3.57). Известно, что такая линия без изменения трансформирует сопротивление $R_{\text{А}}$ во входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$

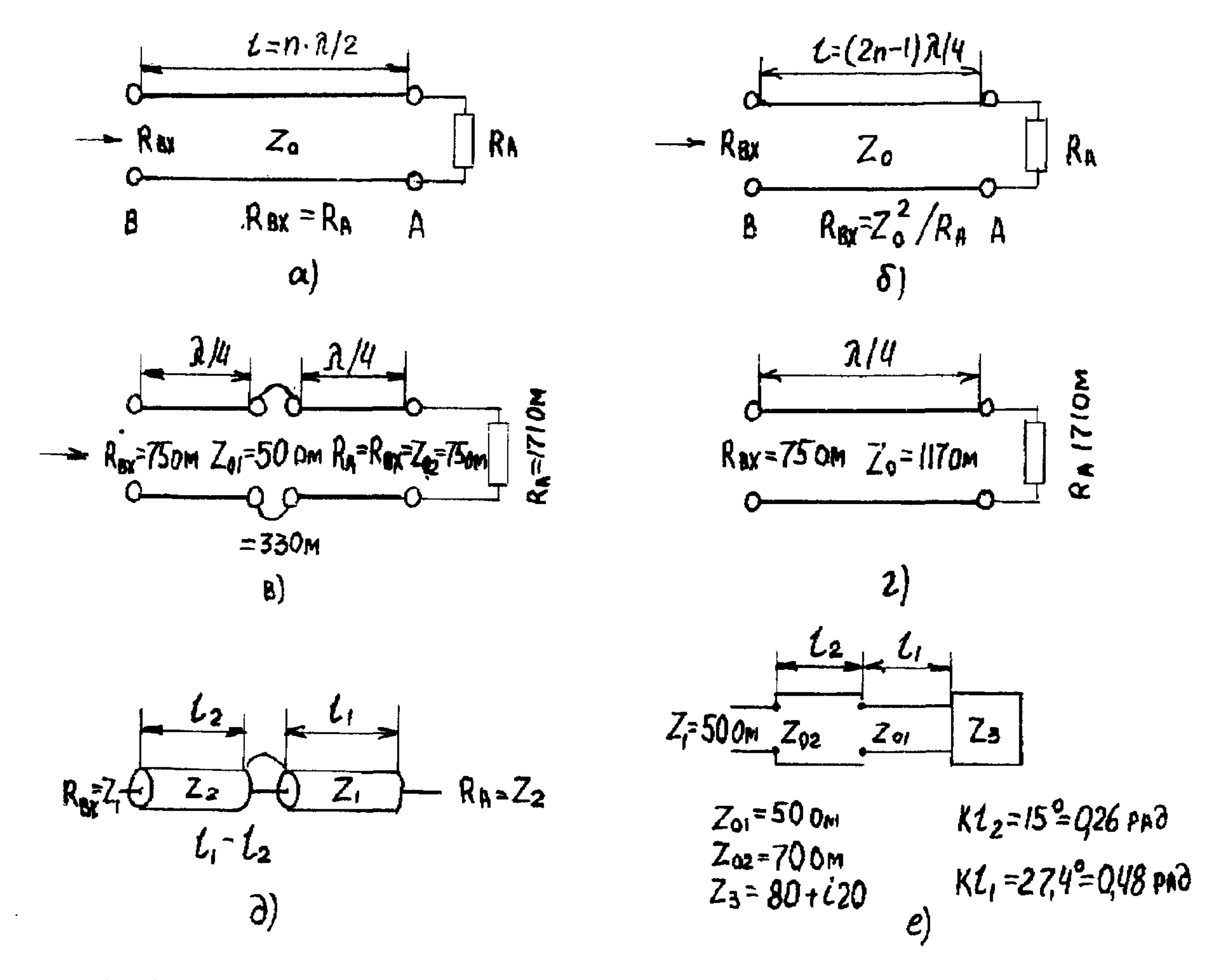


Рис. 3.57. Схемы трансформации сопротивлений:
а - полуволновая линия питания, для которой входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}=R_{\text{А}}$ независимо от значения Z_0; *б* - четвертьволновая линия; *в* - двухступенчатая трансформация сопротивлений с помощью двух четвертьволновых линий; *г* - вариант схемы *в*; *д* - согласование при помощи двух отрезков линии одинаковой длины с волновым сопротивлением $Z_1=R_{\text{ВХ}}$ и $Z_2=R_{\text{А}}$; *е* - согласование с помощью двух отрезков линии разной длины, имеющих разные волновые сопротивления

линии и этот процесс не зависит от собственного волнового сопротивления Z_0 полуволновой линии. Отметим, что это свойство линии используется и для других целей, например для измерения сопротивления, расположенного на конце длинной линии, длина которой кратна половине длины волны. Этот способ особенно важен при измерении входного со-

противления антенны, когда использованием длинной линии (например, с l=5λ) можно полностью исключить ошибки, вызванные полями излучения антенны. Влияние полей излучения неизбежно, если проводить измерение, непосредственно подключившись ко входу антенны. Напомним, что физические и электрические длины линии отличаются между собой, и это отличие характеризуется коэффициентом укорочения. В рассматриваемом случае речь везде шла об электрической длине линии питания.

Ряд радиолюбительских антенн используется как на собственной частоте f_P, так и на частотах, соответствующих ее гармоникам: $2f_P$, $3f_P$, $4f_P$ и т.д. В данном случае линия питания полуволновая для частоты f_P, оказывается кратной полуволновой линией и для частот гармоник и, следовательно, сохраняет на этих частотах свои свойства.

Другим важным частным случаем резонансной линии питания является линия длиной $l=\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_0. Для нее трансформация сопротивления антенны Z_A подчиняется уже известному нам закону $Z_{BX}=Z_0^2/Z_A$. Напомним, что для согласования с помощью такой линии сопротивления антенны Z_A с входным сопротивлением Z_{BX} необходимо, чтобы волновое сопротивление линии удовлетворяло равенству $Z_0=\sqrt{Z_A Z_{BX}}$. Аналогичные свойства имеет линия, длина l которой равна нечетному числу четвертьволновой длины волны, т.е. $l=(2n\text{-}1)\lambda/4$. Как правило, четвертьволновые трансформаторы используются для согласования двух сильно различающихся сопротивлений. В табл.3.5 приведены конкретные примеры применения четвертьволнового согласующего трансформатора сопротивлений.

Таблица 3.5

Наиболее часто встречающиеся случаи применения четвертьволнового согласующего трансформатора сопротивлений

R_A	Z_0	R_{BX}	Применение
100	245	600	Воздушная симметричная линия
60	190	600	то же
100	167	280	>>
50	750	112	Коаксиальные линии
33	75	171	то же
48	60	75	Коаксиальные линии
33	50	75	то же
22	50	112	>>
28	37,5	50	Две параллельные линии, Z_C=75 Ом
19	37,5	75	то же
12	30	75	Две параллельные линии, Z_0=60 Ом
18	30	50	то же
12,5	25	50	Две параллельные линии, Z_0=50 Ом
8,4	25	75	то же
5,6	16,7	50	Три параллельные линии, Z_0=50 Ом
3,7	16,7	75	то же

Для расширения диапазона трансформации можно применить схемы с двукратной трансформацией, приведенную на рис. 3.57*в*. Можно также применить схемы, в которых четвертьволновый трансформатор выполнен в виде параллельного соединения нескольких линий. Однако в последнем случае при монтаже необходимо добиваться полной симметрии и высокой точности выполнения всех электрических длин линий трансформатора.

Отметим, что полуволновые и четвертьволновые трансформаторы, обладают описанными свойствами только на одной частоте. Изменение частоты или длины трансформаторов приводит к появлению реактивной составляющей входного сопротивления и изменению активной составляющей.

На рис.3.58 приведены графики изменения R_{BX} и X_{BX} на входе линии, имеющей волновое сопротивление Z_0=50 Ом и нагруженной на R_A=25 Ом, в зависимости от электрической дли-ны линии, т.е. от l/λ. Из графиков видно, что изменение R_{BX} минимально вблизи значений l/λ=0,5 и l/λ=0,25. Однако при этом в больших пределах изменяется величина Z_{BX}. Обратим внимание на то, что при l/λ=0,15 сопротивление $R_{BX}=Z_0$ и не зависит от R_A.

Сильное изменение реактивной составляющей $X_{\text{ВХ}}$ четвертьволнового трансформатора при незначительном изменении его электрической длины можно, в принципе, использовать для компенсации реактивной составляющей сопротивления антенны. Однако на практике этого не всегда удается добиться в виду сложности определения реальных значений $X_{\text{ВХ}}$ и $X_{\text{А}}$. Поэтому чаще применяются схемы трансформаторов, выполненных на сосредоточенных элементах L и C и имеющих возможность плавного изменения их параметров.

Для согласования двух коаксиальных линий, имеющих различные волновые сопротивления Z_{01} и Z_{02} можно вместо согласующего коаксиального четвертьволнового трансформатора с волновым сопротивлением $Z_{\text{Т}}=\sqrt{Z_{01}Z_{02}}$ применить устройство, схема которого изображена на рис 3.57*д* (как правило, коаксиальный кабель с нужным волновым сопротивлением нельзя подобрать из числа выпускаемых промышленностью). Формула для определения длин отрезков $l=l_1=l_2$ имеет вид

$$\text{ctg}^2\, kl=Z_1/Z_2+Z_2/Z_1+1 \qquad 3.92$$

Пример 1. Пусть необходимо согласовать две коаксиальные линии, у которых Z_1=75 Ом и

Z_2 =50 Ом. Из формулы (3.92) находим, что $\text{ctg}^2\, kl$= 50/75+75/50+1=3,16. Следовательно,

$\text{ctg}\, kl=\sqrt{3{,}16}$ =1,78. Тогда kl=29,3°=0,51 рад, а l=0,51λ/2π=0,0814π.

Таким образом, чтобы согласовать два кабеля с волновыми сопротивлениями Z_1=75 Ом и Z_2=50 Ом, достаточно разместить между ними два дополнительных отрезка тех же коаксиальных кабелей по схеме рис.3.56*д*, а длина каждого из этих отрезков составляет l=0,0814.

Используя подобный метод согласования с помощью двух отрезков с волновыми сопротивлениями Z_1, Z_2, можно трансформировать не только Z_1 в Z_2, но также и Z_1 в Z_3.

На рис. 3.57*е* приведена схема согласования сопротивления Z_1 с сопротивлением Z_3 (которое может быть комплексным) с помощью двух отрезков линии, один из которых имеет волновое сопротивление Z_1, а второй - Z_2. Формулы для определения необходимых отрезков l_1 ,l_2 приведены ранее.

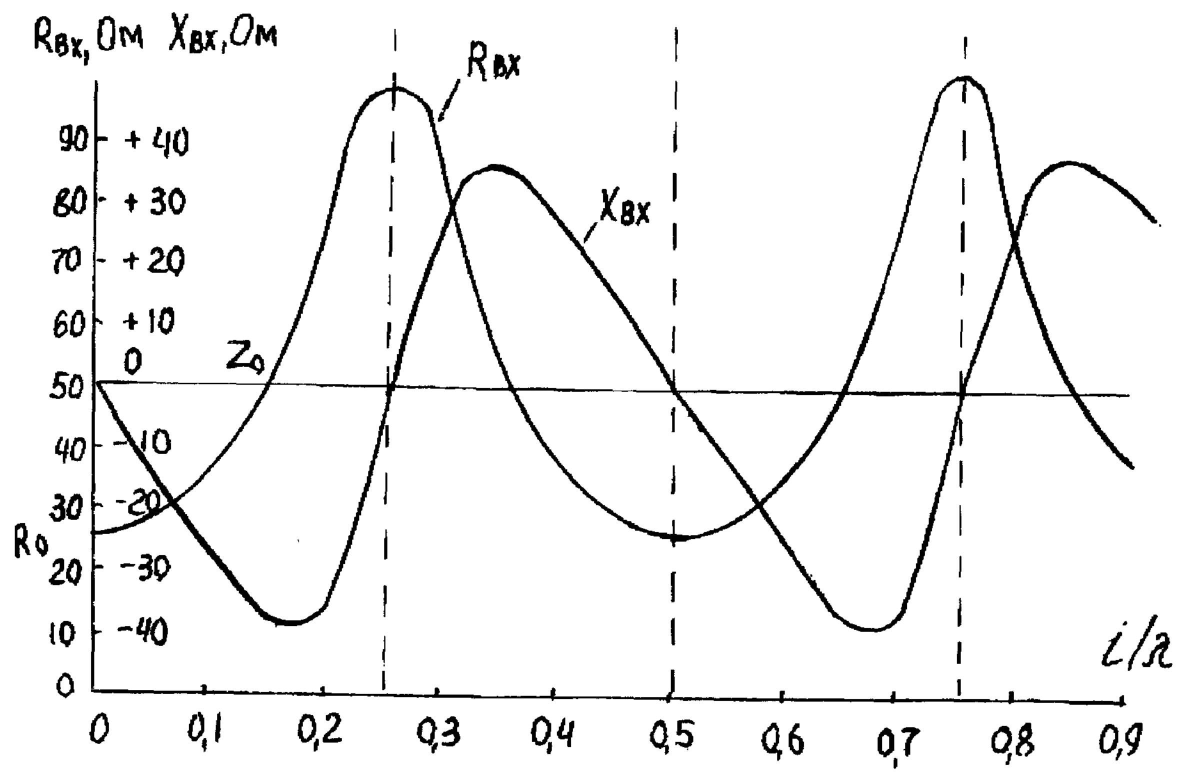


Рис. 3.58. Зависимости активной $R_{\text{ВХ}}$ и реактивной $X_{\text{ВХ}}$ составляющих входного сопротивления линии с волновым сопротивлением Z_0=50 Ом, нагруженной на сопротивление $R_{\text{А}}$=25 Ом, от электрической длины волны

3.13. Практические реализации согласующих систем.

Непосредственное питание диполя симметричной линией. На рис. 3.59 приведены основные схемы питания диполя симметричной линией. Наиболее часто используется схема, показанная на рис.3.59*а*. Полуволновый диполь возбуждается с помощью четвертьволновой линии, имеющей волновое сопротивление Z_0. Для того, чтобы диполь был настроен в резонанс, его длину следует несколько укоротить. Укороченный диполь имеет только активное сопротивление, которое определяется электрической толщиной диполя и влиянием окружающей среды. Входное сопротивление $R_А$ такой антенны на практике равно примерно 70 ом. С изменением частоты высоты подвеса антенны $R_А$ может достичь значения около 100 Ом, а при существенном уменьшении высоты подвеса антенны над землей $R_А$ резко уменьшается, достигая в некоторых случаях значения $R_А$=0.

Рассматриваемая антенна является симметричной, и поэтому для его питания требуется симметричная линия питания. Из графика, приведенного на рис.3.15, видно , что волновое сопротивление двухпроводной линии Z_0=70 Ом реализуется при условии, что отношение расстояния D между проводами к диаметру провода d составляет 1,1. Ясно видно, что построить двухпроводную линию, для которой необходимо тщательно выдерживать на очень небольшом расстоянии друг от друга два провода, без соответствующих элементов крепления невозможно.

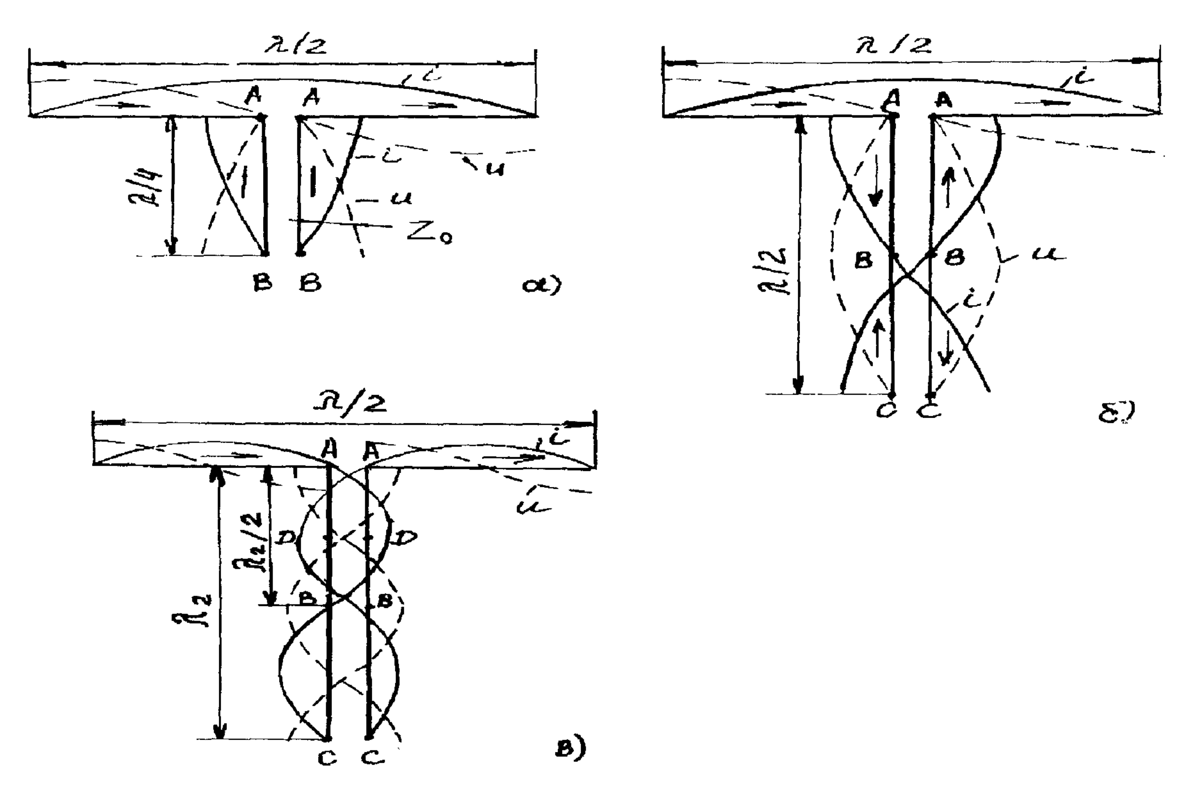


Рис. 3.59. Схемы питания дипольных антенн:
а - полуволновой диполь, возбуждаемый с помощью четвертьволновой линии; *б* - полуволновой диполь, возбуждаемый с помощью полуволновой линии; *в* - волновой диполь, возбуждаемый с помощью линии, длина которой равна λ

Поэтому для питания антенны можно использовать двухпроводную линию, имеющую обычно Z_0=600 Ом, а также специальный трансформатор сопротивлений. Возможна также схема питания антенны с помощью четвертьволновой линии, волновое сопротивление Z_0 которой может быть произвольным.

При анализе длинных линий уже рассматривалось распределение тока и напряжений в длинных линиях. Аналогичное распределение тока и напряжения наблюдается и в линии, нагрузкой которой является полуволновый диполь рис.3.59*а*. В этой схеме, если $Z_0 > R_А$, то в точках B - B, отстоящих от вибратора на расстоянии $l=\lambda/4$, будет находиться пучность напряжения. Входное сопротивление в точках B - B имеет только активную составляющую $R_{ВХ}=Z_0^2/R_А$.

В случае использования двухпроводной линии, у которой Z_0=600 Ом ; $R_{\text{ВХ}}=600^2/70\approx5000$ Ом. Полученный порядок значения $R_{\text{ВХ}}$ сохраняется и при использовании других симметричных линий питания. Так как $R_{\text{ВХ}}$ велико, то требуется питание повышенным напряжением (при небольшом уровне тока). Например, при мощности P=500 Вт, подведенной к линии, напряжение в точках B - B $U=\sqrt{PR}=\sqrt{500\cdot5000}=1600$ В. В данном случае следует обратить самое серьезное внимание на технику безопасности при работе с такими устройствами, так как такой высокий уровень напряжения в выходных устройствах передатчика может создать прямую опасность для жизни оператора. Кроме того, надо уделить должное внимание вопросам обеспечения электрической прочности.

Если в качестве линии питания использовать симметричную линию с пониженным значением волнового сопротивления Z_0=280 Ом, то входное сопротивление в точках B - B $R_{\text{ВХ}}=280^2/70=1120$ Ом, а напряжение U =750 В. Такой режим безусловно является более облегченным по сравнению с описанным выше. При конкретном проектировании линии все-гда следует помнить о различии физической и электрической длин, определяемом коэффициентом укорочения, а также об обеспечении работоспособности линии при данных уровнях тока и напряжения. В анализируемом случае наибольший уровень тока соответствует сечению A - A и для рассматриваемых значений P и R_{A} $I=\sqrt{P/R_A}=\sqrt{500/70}=2{,}7$ А.

Если увеличить длину питающей линии на $\lambda/4$, то получим полуволновую линию, основным свойством которой является трансформация без всяких изменений параметров схемы из точек A - A в точки C - C. Схема такой линии приведена на рис.3.58*б*. Для числовых значений параметров R_{A} и P, взятых из предыдущей схемы, в данном случае имеем $R_{\text{C}}=R_{\text{A}}$=70 Ом, I_{C}=2,7 А, U=500:2,7=187 В. Обратите внимание, что уровень напряжения в данном случае значительно ниже, чем для предыдущей схемы. Даже при небольших отклонениях электрической длины линии питания от значения $l=\lambda/2$ в точках C - C появляется реактивная составляющая сопротивления. Ее можно скомпенсировать перестройкой выходного контура передатчика. Аналогичный эффект возникает и при незначительном изменении частоты. Количественные оценки величин X_{C} можно получить из графика на рис. 3.58.

Если для схемы, изображенной на рис.3.59*а*, вдвое увеличить частоту: $f_2=2f_1$, то получим иное распределение токов и напряжений, которое иллюстрируется рис.3.59*в*. Антенна в данном случае является волновым вибратором, свойства которого уже описаны ранее, а характеристики направленности приведены на рис.2.19*в*. Входное сопротивление такой антенны велико и зависит от отношения λ/d и коэффициента укорочения (см. рис.2.27 и 2.30). Входным клеммам антенны A - A соответствует максимум напряжения. На линии питания точкам D - D, отстоящим от точек A - A на расстоянии $\lambda_2/4$, соответствует узел тока. Этот четвертьволновый отрезок трансформирует высокое значение сопротивления R_{A} в сравнительно малое значение сопротивления R_{D}.

Например. Для волнового вибратора, у которого λ/d=2000, R_{A}=3300 Ом. При использовании двухпроводной линии с Z_0=600 Ом в точках D - D активное сопротивление $R_{\text{D}}=Z^2/R_{\text{A}}=600^2/3300=110$ Ом.

В этой же линии питания в точках B - B и C - C, отстоящих от точек A - A на расстоянии $\lambda_2/2$ и λ_2 соответственно, значение входных сопротивлений $R_{\text{B}}=R_{\text{C}}=R_{\text{A}}$ будет опять большим.

Питание антенны с помощью согласованной линии. Как только что было отмечено, питание антенны резонансной линией создает ряд неудобств. Поэтому такой способ питания антенн не нашел широкого применения. Более часто используется схема питания антенны с помощью согласованной линии. Основной особенностью данного решения является независимость входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ от длины линии питания. На рис. 3.60 приведены конкретные примеры выполнения такого способа питания.

На рис.3.60*а* дана схема питания петлевого вибратора с помощью двухпроводной линии, размещенной в ленточном диэлектрике. Входное сопротивление петлевого вибратора R_{A}=280 Ом. Волновое сопротивление линии питания Z_0=280 Ом. Поэтому можно непосредственно подключить линию питания к входу петлевого вибратора. На выходе линии, независимо от расстояния до вибратора $R_{\text{ВХ}}$=280 Ом.

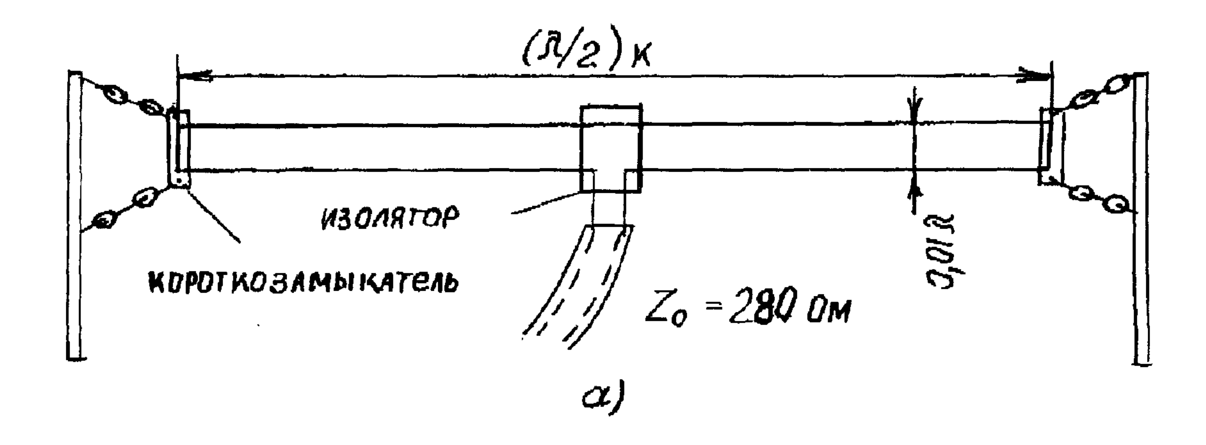


Рис. 3.60. Схемы питания вибраторных антенн с помощью согласованной линии:
а - петлевой вибратор, возбуждаемый с помощью двухпроводной линии в ленточной изоляции с волновым сопротивлением Z_0=280 Ом; *б* - сложный петлевой вибратор, возбуждаемый с помощью двухпроводной воздушной линии с волновым сопротивлением Z_0=600 Ом; *в* - полуволновый вибратор, возбуждаемый коаксиальным кабелем

На рис. 3.60*б* в качестве антенны используется сложный петлевой вибратор, имеющий $R_А$=600...800 Ом. Подсоединение к входу такой антенны двухпроводной воздушной линии с волновым сопротивлением Z_0=600...800 Ом обеспечивает полное согласование схемы.

На рис. 3.60*в* приведена схема питания дипольной антенны коаксиальной линией. Однако такая схема питания приводит к асимметричному возбуждению диполя, а также к дополнительным искажениям диаграммы направленности, вызванными точками, протекающими по внешней поверхности коаксиальной линии. Эти недостатки схемы могут

быть достаточно легко устранены путем использования симметрирующих устройств и специальных дросселей.

Если волновое сопротивление линии питания не равно входному сопротивлению антенны, т.е. $Z_0 \neq R_A$, то для согласования можно использовать схемы на сосредоточенных элементах L и C, а также линейные трансформаторы, которые будут описаны позднее.

При согласовании Z_0 и R_A в линии питания образуется отраженная волна, что приводит при приеме сигналов радиовещания к некоторому снижению их уровня, а при приеме телевизионного сигнала к появлению "повторов" на экране телевизора. Существуют два способа устранения отраженной волны. Первый из них основывается на локальном изменении волнового сопротивления линии питания. Например, с этой целью на двухпроводную линию, размещенную в ленточном диэлектрике, накладывают виток из алюминиевой фольги и перемещают его вдоль до получения наилучшего согласования.

Другой способ заключается в использовании согласующих шлейфов, о чем более подробно было сказано в предыдущих разделах.

Четвертьволновые трансформаторы. Основные свойства четвертьволновых трансформаторов были рассмотрены ранее. На рис.3.61 показаны практические схемы четвертьволновых трансформаторов. В табл. 3.5 приведены наиболее часто встречающиеся варианты трансформации сопротивлений, а в табл. 3.6 зависимость длин четвертьволновых трансформаторов от их конструктивного выполнения.

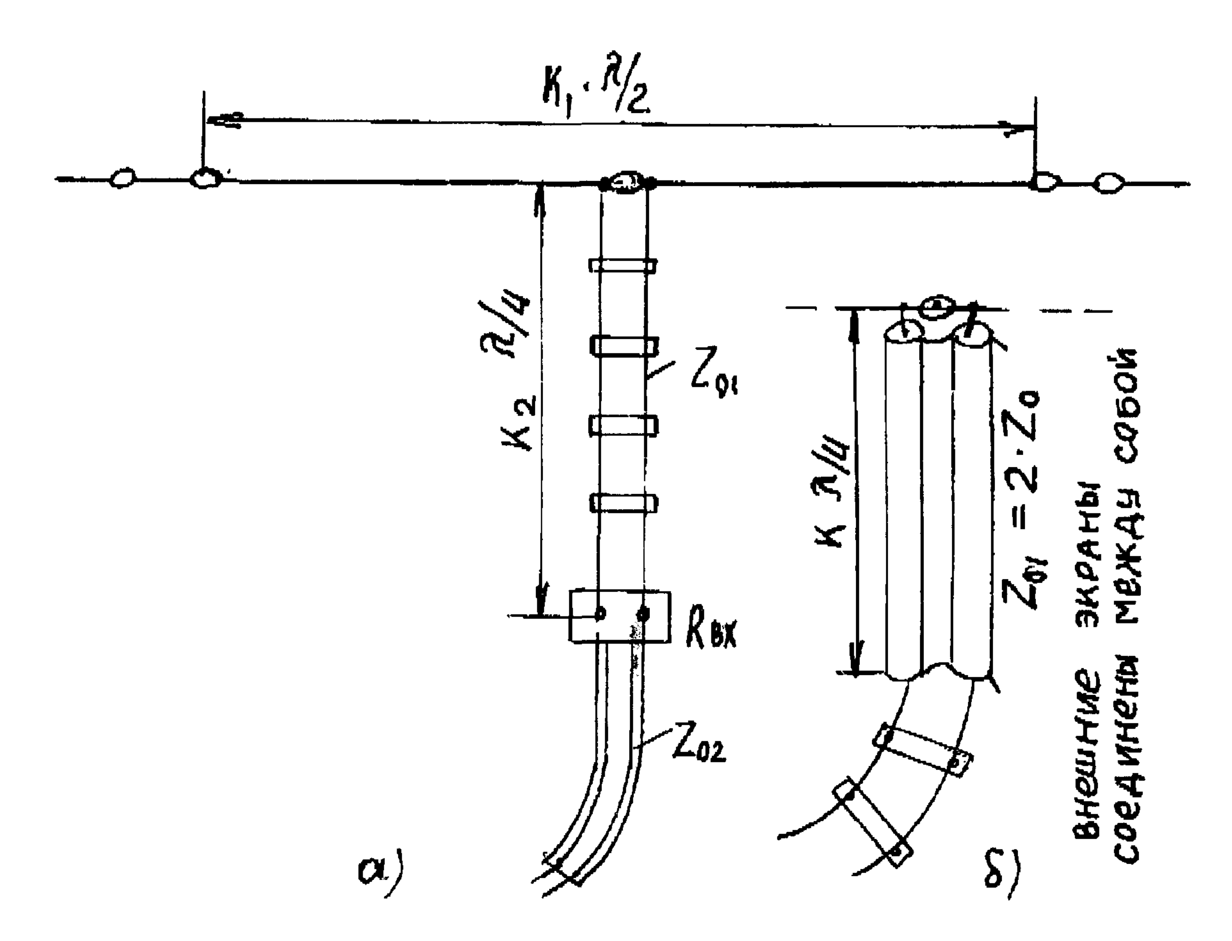


Рис. 3.61. Схемы питания вибраторов с использованием четвертьволнового трансформатора: *а* - обычная схема; *б*- использование в качестве трансформатора отрезков коаксиального кабеля

Шунтовые симметричные схемы согласования. На рис. 3.62 представлена одна из возможных шунтовых симметричных схем согласования, получившая название дельта-трансформатора. Шунтовая схема согласования - одна из традиционных схем питания полуволнового диполя с помощью двухпроводной воздушной линии, волновое сопротивление которой Z_0 чаще всего равно 600 Ом. Использование такого способа согласования базируется на свойстве полуволнового диполя, в силу которого его входное сопротивление, измеренное относительно точек, симметрично смещенных от центра диполя, увеличивается с

70 до 3000 Ом при перемещении точек питания к концам диполя. Следовательно, на диполе найдутся две такие симметрично расположенные относительно центра точки, входное сопротивление в которых составляет $R_{вх}$=600 Ом. Именно к этим точкам и следует подключить линию питания с Z_0=600 Ом. Однако расстояние E между этими точками по длине вибратора практически никогда не совпадает с расстоянием e между проводами двухпроводной линии. Поэтому необходимо осуществить переход от расстояния E к расстоянию e. Этот переход осуществляется на длине C линии питания. Образовавшийся таким образом переходный участок от однородной линии питания к точкам питания на вибраторе напоминает треугольник или греческую букву Δ, откуда и возникло название данного способа см.рис.3.62. Следует иметь ввиду, что увеличение расстояния между проводами двухпровдной линии на участке C приводит к росту Z_0 на этом участке. Поэтому требуется найти новое значение E, при котором произошло бы точное сопряжение: $R_{вх}=Z_0$. Точный анализ этой задачи достаточно сложен, и поэтому в табл. 3.7 приведены справочные данные по геометрическим параметрам дельта-трансформатора для ряда частот.

Таблица 3.6

Длина четвертьволновых трансформаторов

Частота, МГц	Длина трансформатора, м, для линии		
	воздушной двухпроводной K=0,98	двухпроводной в ленточной изоляции K=0,88	коаксиальной K=0,6
3,65	20,1	18,1	13,5
7,05	10,4	9,3	7,0
14,2	5,2	4,7	3,5
21,2	3,5	3,1	2,34
28,8	2,55	2,3	1,72
145	0,51	0,45	0,34
433	0,17	0,152	0,141

Таблица 3.7

Размеры дельта-трансформатора для питающей линии с Z_0=600 Ом

Частота, МГц	Е,м	С, м	Дополнительный коэффициент укорочения
3,65	9,90	12,40	0,94
7,05	4,97	6,20	0,95
14,20	2,43	3,20	0,96
21,20	1,63	2,04	0,97
28,80	1,20	1,50	0,98

Следует отметить, что дельта-трансформатор вносит в антенну дополнительную индуктивность. Поэтому при настройке антенны в резонанс надо иметь в виду, что для данной схемы питания антенны коэффициент укорочения длины вибратора $K_{рез} = K \cdot K'$, где K' - коэффициент укорочения, обусловленный схемой симметрирования (см. таб. 3.7), K - коэффициент укорочения одиночного вибратора (см. рис. 2.27). Отметим также, что на практике расчетные геометрические параметры дельта-трансформатора E и C подвергаются корректировке при настройке антенны и линии в целом по минимуму коэффициента стоячей волны.

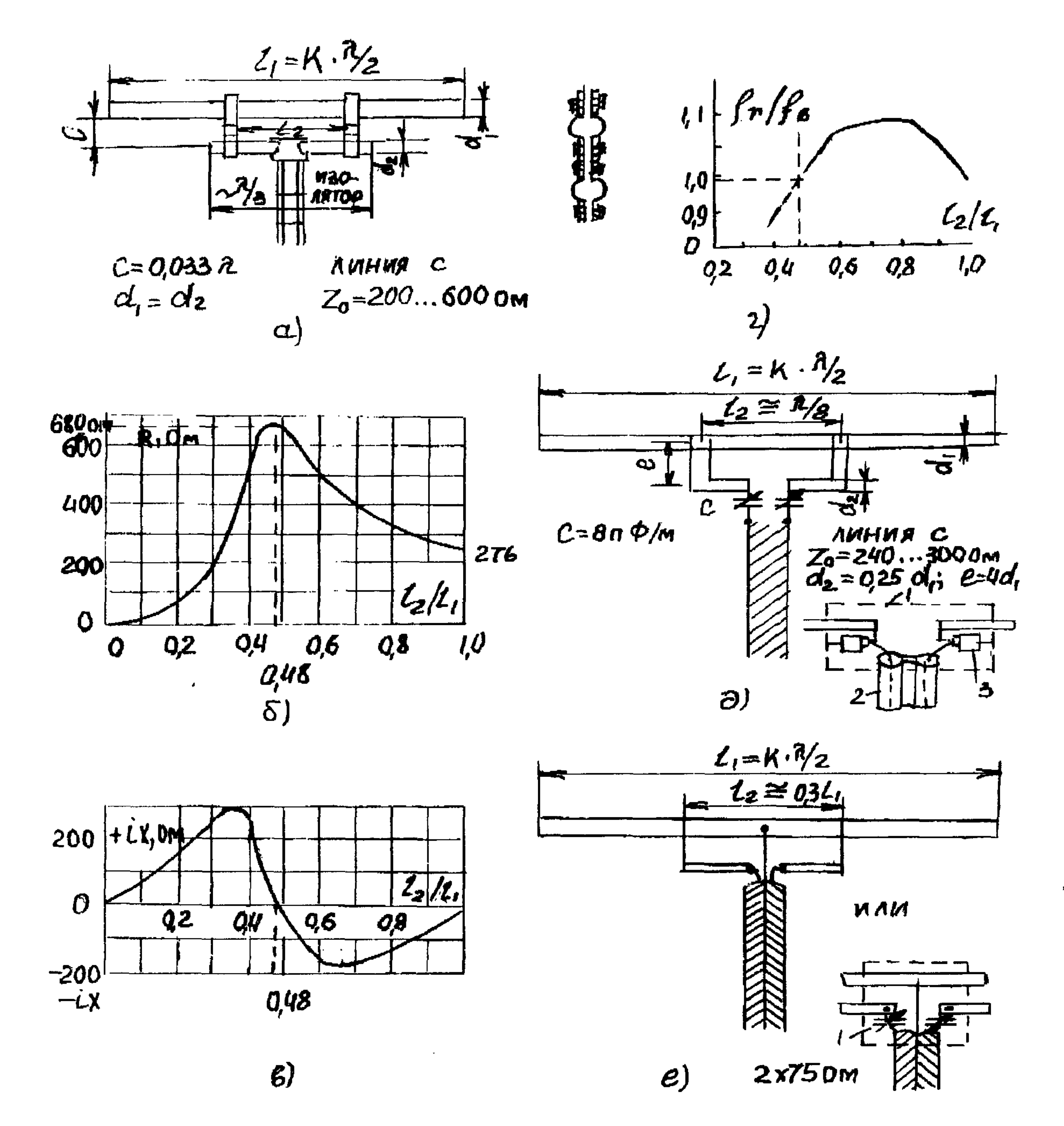


Рис. 3.62. Согласование с использованием Т-трансформатора:
а - схема соединения двухпроводной линии с вибраторной антенной с помощью Т-трансформатора; *б* - зависимость активной составляющей входного сопротивления *R* вибратора от отношения l_2/l_1; *в* - зависимость реактивной составляющей входного сопротивления *X* вибратора от отношения l_2/l_1; *г* - зависимость резонансной частоты вибратора f_T/f_B (f_T - резонансная частота вибратора с Т-трансформатором, f_B - резонансная частота одиночного вибратора) от отношения l_2/l_1; *д* -схема питания компенсации индуктивности шлейфа Т-трансформатора; *е* - схема питания с использованием двух коаксиальных кабелей, внешние экраны которых соединены между собой; *ж* - пример монтажа переменных подстроечных конденсаторов;
1 - изоляционная пластина; *2* - переменные подстроечные конденсаторы, *C*=(3...30) пФ; *3* - двухпроводная линия в ленточной изоляции

Еще одним достоинством линии питания с дельта-трансформатором является то, что центр вибратора, имеющий нулевой потенциал, может служить местом крепления к мачте-опоре. Другой шунтовой симметричной схемой согласования является Т-трансформатор. В диапазоне волн короче 10 м вибраторные антенны, как правило, выполняются из полых трубок, а линия питания к ним - в виде двухпроводной линии в ленточном изоляторе с волновым сопротивлением Z_0=280...300 Ом.

На рис. 3.62 согласование вибратора с линией питания выполняется с помощью Т-трансформатора. Сразу скажем, что при настройке эта схема значительно удобнее, чем схема дельта-трансформатора. Однако практическая реализация схемы Т-трансформатора более трудоемкая, что обусловлено изготовлением большего числа (правда, не очень сложных) элементов.

Заметим что предельное увеличение длины шлейфы l_2 до размера вибратора l_1 переводит линейный вибратор в петлевой. Для расчета Т-трансформатора необходимо определить правильное соотношение между его геометрическими параметрами d_1, d_2, l_1, l_2, e и λ, а также правильно выбрать емкости C (рис.3.62*д*). Для упрощения расчета обычно полагают, что $d_1 = d_2$, $e = 0{,}033$, $l_1 = K \cdot 0{,}5\lambda$.

Длину шлейфа l_2 и входное сопротивление антенны Z_A можно в принципе определить пользуясь графиками на рис. 3.52. Однако более точные результаты можно получить, используя графики на рис. 3.62*в* и г. Из графика рис. 3.62*б* следует, что при $l_1 = l_2$, т.е. при работе с петлевым вибратором и $d_1 = d_2$, входное сопротивление антенны $R_A = 276$ Ом. Уменьшая l_2 до значения $l_2 = 0{,}475 l_1$, увеличением R_A до значения $R_A = 680$ Ом. Дальнейшее уменьшение l_2 приводит к уменьшению R_A, так, например, при $l_2 = 0{,}25{,}l_1$ $R_A = 60$ Ом. Из графика 3.62*в* видно, что при $l_2/l_1 \neq 1$ и при $l_2/l_1 \neq 0{,}5$ появляется реактивная составляющая X_A, причем в интервале $0{,}5 l_1 < l_2 < 1{,}0 l_1$, это сопротивление имеет емкостный характер, что несколько увеличивает резонансную частоту f_P вибратора (см. рис. 3.62*г*) в пределах (1...1,08) f_B. В интервале значений $0 < l_2 < 0{,}5 l_1$ реактивность носит индуктивный характер, вследствие чего резонансная частота вибратора несколько снижается. На практике не используют шлейфы с малым значением l_2/l_1, так как в этом случае сильно искажается диаграмма излучения вибратора. Еще раз подчеркнем, что подбор значения l_2, при котором выполняется равенство $R_A = Z_0$, еще не гарантирует настройку системы в целом. Полную, настройку можно осуществить только в том случае, когда одновременно выполняются два условия: во первых, $R_A = Z_0$ и, во вторых, $X_A = 0$, т.е. компенсация реактивной составляющей антенны, что достигается путем изменения длины вибратора.

Пример. Известны: резонансная частота вибратора $f_B = 145$ МГц, $\lambda = 2{,}07$ м, $d_1 = d_2 = 14$ мм, $R_A = 70$ Ом, $Z_0 = 300$ Ом. Согласование можно получить, если $l_2/l_1 = 0{,}32$ либо $l_2/l_1 = 0{,}7$, причем в первом случае резонансная частота уменьшается более чем на 15% процентов, а в другом увеличивается на 8% процентов. Это соответствует значению резонансной частоты $f_P = 1{,}08 \cdot f_B = 156$ МГц. Длина вибратора, который имеет резонанс на частоте f_B, $l = 0{,}5 \cdot K \cdot 1{,}08\lambda$. Значение коэффициента укорочения находим из графика на рис.2.27. Для случая, когда $\lambda/d = 150$, получаем, что $K = 0{,}94$.

Еще раз отметим, что настройка линии с помощью Т-трансформатора достаточно трудоемка, т.к. каждое изменение длины шлейфа l_2 приводит к изменению резонансной частоты вибратора f_B, которая в свою очередь, корректируется изменением длины вибратора l_1.

На практике чаще используется схема, приведенная на рис.3.62*д*. В данном случае вибратор, имеющий длину $l_1 = K\lambda/2$, возбуждается с помощью шлейфа постоянной длины $l_2 = \lambda/8$. Шлейф подключается к линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 240...300$ Ом через два конденсатора C, емкости которых примерно равны 8 пФ×λ Ом. Шлейф выполняется из проволоки или трубки диаметром $d_2 = 0{,}25 d_1$ и укрепляется на расстоянии $e = 4 d_1$ от вибратора. Настройка антенны в резонанс достигается изменением емкостей C. Обратим внимание на то, что конденсаторы C подбираются на рабочее напряжение не меньше 1500 В. Для того чтобы конденсаторы C не пробивались атмосферным электрическим зарядом, центр вибратора обычно заземляют. Рекомендуется также заземлять оба провода линии с помощью специальных дросселей.

Возможный вариант питания вибратора линией с использованием Т-трансформатора изображен на рис. 3.62*е*. Здесь в качестве линии питания используются два коаксиальных кабеля, внешние экраны которых соединены между собой. Пользуясь графиками на рис.3.62*б*, найдем что $l_2 = 0{,}3 l_1$. Из графика рис.3.62*в* определим, что в этом случае антенна имеет большое значение реактивной составляющей входного сопротивления ($X \approx 300$ Ом), носящей индуктивный характер. Эту реактивность можно скомпенсировать дополнительными емкостями. В диапазоне 144 МГц эти емкости составляют 2×3,6=7,2 пФ.

Достоинствами данной схемы трансформации являются, во-первых, возможность заземления средней точки вибратора, во-вторых экранирование линии питания.

Шунтовые асимметричные схемы согласования. Большинство приемных и передающих устройств имеют асимметричные входы и выходы. Симметричные линии питания нельзя напрямую подключить к таким устройствам без использования симметрирующих устройств. Аналогичные устройства могут быть использованы и в другой ситуации, а именно - для возбуждения симметричной антенны несимметричной линией питания.

Гамма-трансформатор. Этот тип трансформатора можно рассматривать как модификацию Т-трансформатора. Схема гамма-трансформатора приведена на рис. 3.9а. Отметим сразу, что эта схема на практике используется значительно чаще, чем схема Т-трансформатора. Это объясняется во-первых, более простой конструкцией, во-вторых, возможностью выполнения линии питания в виде коаксиального кабеля. Часто такой способ питания применяют в виде возбуждения направленных антенн, состоящих из активного вибратора и пассивных диполей. В этом случае входное сопротивление вибратора имеет малую величину (20..30 Ом), а гамма-трансформатор предназначен для согласования этого сопротивления с сопротивлением коаксиальной линии (50..75 Ом). Как в предыдущем случае, гамма - трансформатор вносит в схему большую индуктивность, поэтому для ее компенсации используется емкость.

Обратим внимание на то, что питание вибратора с помощью грамма-трансформатора не приводит к симметричному возбуждению. Однако реальная асимметрия возбуждения незначительна и ею можно пренебречь. Дополнительное уменьшение асимметрии возбуждения диполя достигается перемещением соединительной перемычки с одновременным незначительным увеличением длины вибратора.

Изменяя три параметра - l_2, C и l_1 можно получить удовлетворительное значение коэффициента стоячей волны в схеме. В таблице 3.8 даны значения основных параметров гамма-трансформаторов для некоторых частотных диапазонов.

Обратим внимание на то, что увеличение длины полуволнового вибратора требует уменьшения длины шлейфа l_2 и, наоборот, укорочение вибратора требует увеличения длины l_2. Согласование антенны и линии питания с помощью гамма-трансформатора (или с помощью дельта-трансформатора) возможно в случае, когда $R_{изл}<Z_0$.

Таблица 3.8

Основные параметры гамма-трансформаторов

Диапазон, МГц	l_2, см		e, см	d_2:d_1	C_{max}, пФ
	Z_0=70 Ом	Z_0=50 Ом			
14	171	120	16	12,5:38	150
21	120	90	14	9,5:25	80
28	80	60	10	9,5:25	50
144	18	15	6	4,5:25	12

Применение гамма-трансформатора позволяет получить высокий уровень согласования линии с антенной. Иногда не удается получить $K_{ст\,U}$ <1,5 даже при одновременном изменении C и l_2. В этом случае рекомендуется изменить диаметр d_2. Можно также при настройке схемы питания с гамма-трансформатором использовать диаграммы Вольперта-Смитта.

Омега-трансформатор. Дальнейшей модификацией шунтовых систем согласования является омега-трансформатор рис.3.62*а*. В этой схеме используется еще один переменный конденсатор, что позволяет избавиться от механического изменения длины шле-йфа l_2. Это особенно важно в диапазоне КВ. Максимальная емкость конденсатора C_2 достигает нескольких десятков пикофарад.

Длина шлейфа l_2 омега-трансформатора вдвое меньше, чем в гамма-трансформаторе. Конденсатор C_1 выполняет прежнюю роль, т.е. служит для настройки системы в резонанс. Во время настройки последовательно изменяют емкости C_1 и C_2 для получения наименьшего значения $K_{ст\,U}$. После настройки с помощью переменных конденсаторов их можно заменить конденсаторами с постоянными емкостями, при этом конденсаторы следует выбирать с точки зрения минимальных изменений емкости при температурных перепадах (обычно в интервале от -20° град до +50°).

Из практики известно, что максимальное значение емкости C_2 составляет 20 пФ для диапазона 28 МГц, 25 пФ - для 21 МГц и 30 пФ - для 14 МГц.

Способ крепления шунта (длина которого составляет 85 см для 14 МГц и 40 см для 28 МГц) к вибратору показан на рис. 3.10*б*. Иногда настройка антенны путем изменения емкостей C_1 и C_2 вызывает затруднения, так как эти емкости расположены достаточно близко к вибратору. Эту проблему решает схема, изображенная на рис. 3.62*г*, где емкость C_2

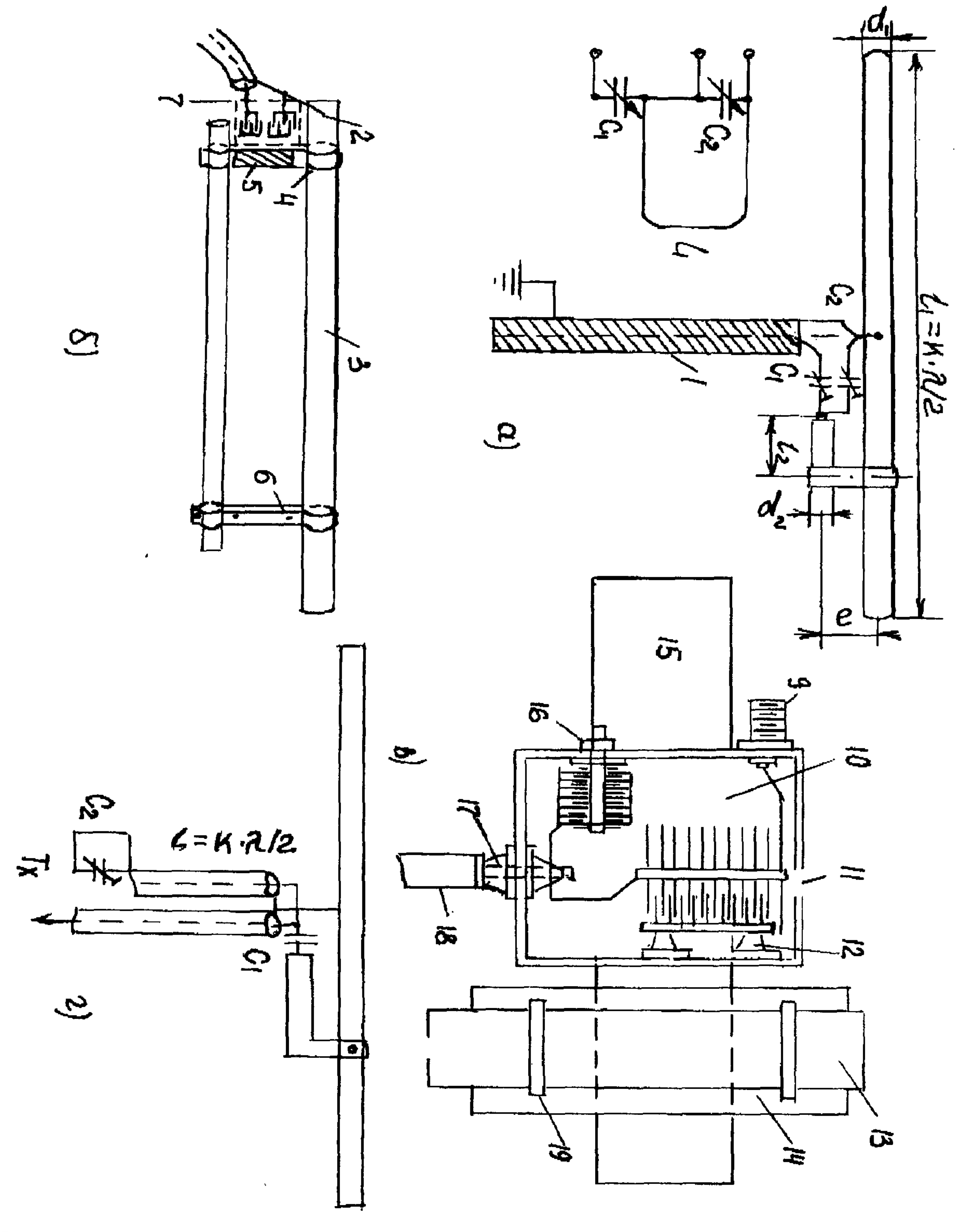


Рис. 3.62*а*. Омега-трансформатор:
а - схема; *б* - крепление омега-трансформатора к вибратору; *в* - изоляционная коробка с конденсаторами C_1 и C_2; *г* - схема модифицированного омега трансформатора с упрощенной настройкой;
1 - коаксиальная линия (50...75) Ом; *2* - центр вибратора; *3* - вибратор; *4* - металлический зажим; *5* - изолятор; *6* - металлическая перемычка; *7* - изоляционная коробка с конденсаторами C_1 и C_2; *8* - шунт; *9* - гнездо; *10* - конденсатор C_1, изолированный от корпуса коробки; *11* - отверстие для настройки конденсатора C_1; *12* - монтажные изоляторы; *13* - вибратор; 14 - несущая пластина; *15* - элемент крепления антенны; *16* - конденсатор C_2; *17* - изолятор, внутри которого проходит проводник к шунту; *18* - шунт трансформатора; *19* - элемент крепления вибратора

включена через четвертьволновый отрезок коаксиальной линии. Настройки такой схемы значительно проще, так как теперь емкость C_2 значительно доступнее и операции, связанные с ее перестройкой , оказывают меньшее влияние на настройку в резонанс системы в целом.

Отметим, что такие схемы более широкополосны, а также менее подвержены влиянию внешних помех.

3.14. Симметрирующие устройства.

В литературе, посвященной радиолюбительским антеннам, нет однозначного мнения по вопросу о том, всегда ли целесообразно применять симметрирующие устройства. Однозначного ответа на этот вопрос получить по-видимому, нельзя. Все зависит от конкретной ситуации, т.е. от назначения радиоустройства, в котором используется антенна, ее параметров.

Так, например, для простейших недорогих антенн вряд ли целесообразно рекомендовать применение симметрирующих устройств, так как затраты, связанные с конструированием и изготовлением симметрирующего устройства, не окупаются незначительным улучшением качества работы радиолюбительских устройств. И, наоборот, при использовании сложных антенн, например антенн с большим значением коэффициента направленного действия, применение симметрирующих устройств необходимо. Дело в том, что наличие асимметрии в схеме приводит к возникновению специфической отраженной волны в линии питания, которая переотражаясь, возбуждает антенну несимметричным образом. Это, в свою очередь, приводит к искажению диаграммы направленности антенны: к росту уровня бокового излучения направленности.

Кроме того, отраженная волна создает напряжение на корпусе передатчика, даже в том случае, когда он не заземлен. Особенно неприятно воздействие асимметричной отраженной волны на сложные совмещенные радиосистемы, где такая волна может попасть, например, на детекторы приемника и, комбинируясь там с полезным принятым сигналом, резко ухудшить качество приема. Возможны отрицательные воздействия асимметричной волны и на другие элементы радиосистем.

На рис. 3.63 показано появление токов асимметрии в схеме, где к симметричному диполю подключена несимметричная коаксиальная линия. Ранее было показано, каким должно быть распределение токов в диполе. Из рис. 3.63*а* видно, что в левом плече диполя напряжение растет от точки *1* до точки *3*, а в правом плече уменьшается от точки *2* до точки *5*. На отрезке *1 - 4* поверхности питающего коаксиального кабеля появляется напряжение, совпадающее по фазе с напряжением на левом плече *1 - 3* и противофазное с напряжением на правом плече *2 - 5*. Это обусловлено током смещения между правым плечом диполя и поверхностью питающей коаксиальной линии (от точек *2 - 1* до точек *5 - 4*). В результате этого на поверхности кабеля протекает ток асимметрии I_A. Целью симметрирования является компенсация этого тока.

Резонансные симметрирующие устройства. На рис. 3.63 *в - е* приведены основные схемы резонансных симметрирующих устройств и их эквивалентные схемы. Симметричные устройства этого типа достаточно узкополосны. Резонансные симметричные устройства вносят дополнительные потери на четных гармониках. На краях диапазона эти устройства вносят дополнительную реактивную составляющую, изменяющую согласование антенны (см. графики рис.3.65*в*)

Симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана (рис. 3.64). Это устройство является классическим примером использования короткозамкнутой четвертьволновой линии, имеющей на входе, в принципе, бесконечно большое сопротивление. Устройство, конструкция которого показана на рис.3.64*а* состоит из отрезка трубки диаметра D_2, коротозамкнутой на конце и надетой на внешний экран коаксиальной линии диаметра D_1. Длина трубки составляет ~$\lambda/4$. Отношение диаметров D_2/D_1 выбирается в пределах 3...4, что соответствует минимальным потерям в этом резонансном контуре. Симметрирующее устройство такой конструкции, имеющее внешнее сходство со стаканом, получило название четвертьволнового стакана.

Следует обратить внимание на то, что максимальная амплитуда тока приходится на дно стакана, и поэтому надо принять самые серьезные меры для хорошего электрического соединения дна стакана с внешним экраном коаксиального кабеля. Для этого дно стакана

после снятия защитной оболочки с кабеля пропаивают с внешним экраном кабеля, а затем место пайки покрывают лаком. Кроме того, верхняя часть стакана закрывается тонкой диэлектрической шайбой, материал которой имеет малое значение ε_r. Наличие внутри внешней коаксиальной линии диэлектрического материала (оболочка коаксиального кабеля питания и диэлектрическая шайба) изменяет ее электрическую длину. Можно принять, что коэффициент укорочения К≈0,92...0,96. Поэтому высота стакана обычно выполняется равной 0,23...0,24λ.

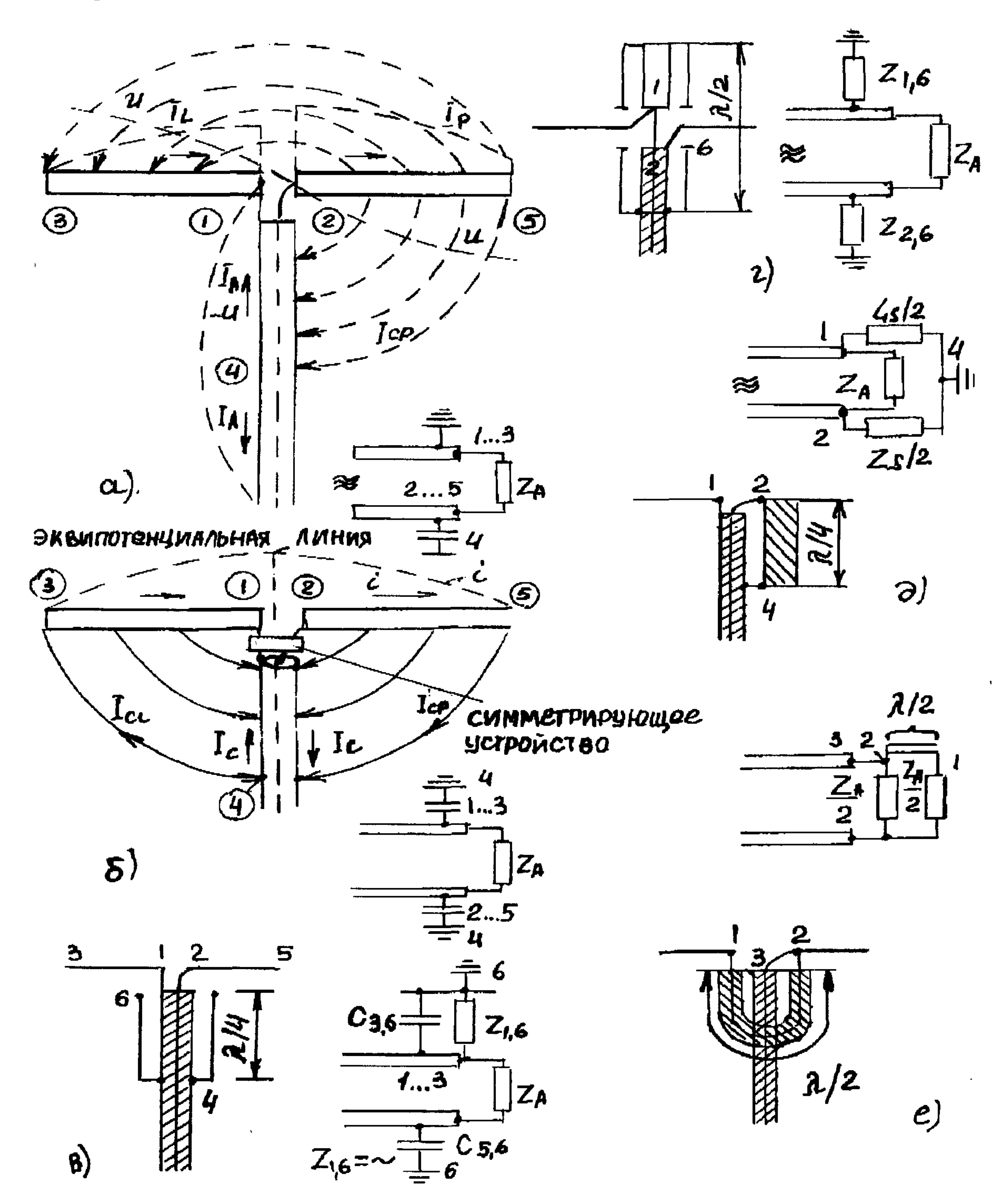
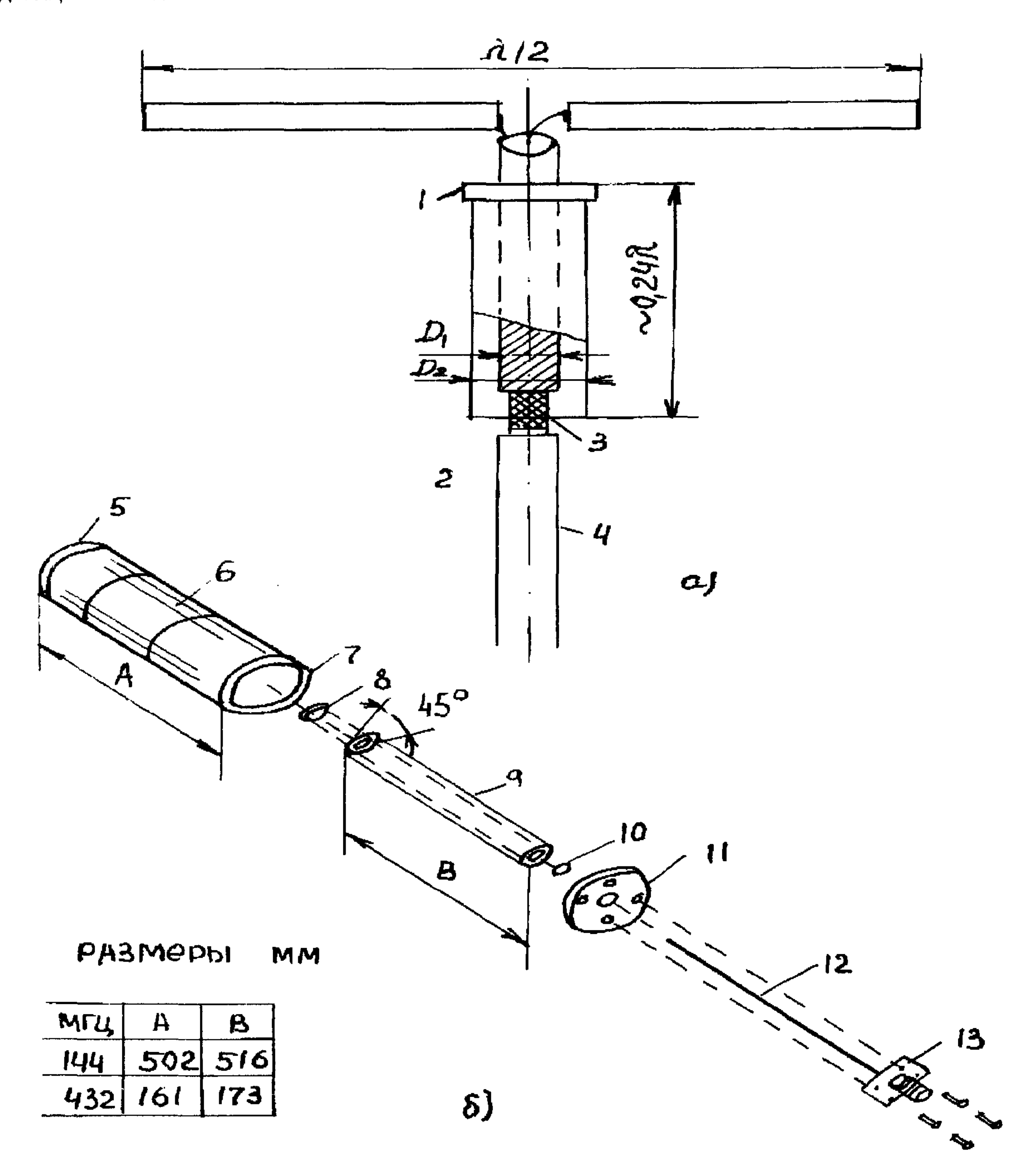


Рис. 3.63. Симметрирующие устройства:
а - возникновение тока асимметрии I_A при несимметричной линии питания; *б* - компенсация токов асимметрии при использовании симметрирующих устройств; *в* - симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана; *г* - двухстороннее симметрирующее устройство; *д* - симметрирующее устройство; *е* - симметрирующее полуволновое устройство с коэффициентом трансформации 1:4

Стакан обычно изготовляется из оцинкованной жести (в качестве стакана можно использовать цилиндрические металлические банки из-под соков, овощей и т.п.). Рекомендуется на дне стакана просверлить несколько небольших отверстий для стока воды, попадающей в стакан.



МГЦ	A	B
144	502	516
432	161	173

Рис. 3.64. Симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана:
а - схема; *б* - вариант выполнения устройства, обладающего также свойствами трансформатора;
1 - диэлектрическая шайба; *2* - отверстие для слива воды (∅ 3 мм); *3* - место пайки дна стакана; *4* - коаксиальный кабель; *5* - сторона стакана, обращенная к антенне; *6* - четвертьволновый стакан; *7* - сторона стакана, обращенная к линии; *8* - изоляционная шайба (тефлон, $\varnothing = d_2$ толщина 1,5 мм); *9* - медная трубка (внешний диаметр D_1; внутренний - d_2); *10* - изоляционная шайба; *11* - дно стакана, выполненное, например, из оцинкованной жести толщиной 0,5...1,5 мм; *12* - внутренний провод с диаметром d_1 (обычно медный посеребренный); *13* - коаксиальный разъем

Рассматриваемое устройство помимо функции симметрирования может осуществлять и функции четвертьволнового трансформатора (для согласования сопротивлений). Пример подобного рода устройства приведен на рис. 3.64*б*, Собственно трансформатором в этом устройстве является полая медная трубка с диаметрами D_1 и d_2,а также внутренний провод с диаметром d_1. Отношение d_2/d_1 определяет сопротивление трансформатора Z_0, кото-

рое можно определить с помощью номограмм на рис. 3.16 или графика на рис. 3.15. Зная входное сопротивление антенны R_A и волновое сопротивление линии Z_{0T}, нетрудно определить Z_{0T}, например, с помощью номограммы на рис. 3.46.

Практическое выполнение данного устройства достаточно подробно показано на рис. 3.64. Один конец медной проволоки диаметра d_1 припаивается к средней части коаксиального контактного соединения, с помощью которого осуществляется связь с коаксиальной линией питания. На проволоку надевают несколько диэлектрических шайб с внешним диаметром d_2, соответствующим внутреннему диаметру согласующего трансформатора, полую трубку с внутренним диаметром d_2 и внешним D_1, а также металлическую шайбу, являющуюся дном четвертьволнового стакана. Сверху надевают собственно стакан симметрирующего устройства, а медную проволоку диаметром d_1 натягивают и припаивают к клемме, вмонтированной в диэлектрик и размещенной на оси устройства. Далее эту клемму соединяют с одним плечом вибратора, а поверхность стакана присоединяют к другому плечу вибратора.

Рассмотренная схема обычно широко применяется в диапазоне УКВ.

Двухстороннее симметрирующее устройство. Симметрирующее устройство этой конструкции состоит из двух четвертьволновых стаканов (см. рис. 3.63*г*). Средняя жила кабеля питания соединяется с одним плечом вибратора, а также со средней жилой "верхнего" стакана. Внешняя жила кабеля питания соединяется с другим плечом вибратора. В связи с тем, что оба плеча вибратора нагружены на одинаковые сопротивления четвертьволновой короткозамкнутой коаксиальной линии, асимметрия схемы при изменении частоты возникает в меньшей степени, чем, например, в предыдущей схеме. Отметим, что такая конструкция более удобна для эксплуатации, так как обеспечивает меньший уровень шумов, вызванных атмосферными зарядами.

Симметрирующее устройство (рис. 3.65*а*). Расположим вблизи коаксиального кабеля питания еще один отрезок коаксиального кабеля длиной $\lambda/4$ и соединим экран дополнительного кабеля с тем из плеч диполя, к которому подсоединена средняя жила основного кабеля питания. Поле тока асимметрии на дополнительном кабеле компенсирует поле тока асимметрии на основном кабеле (см. рис. 3.63*б*). Естественно, что основную роль в этой схеме играет внешний экран дополнительного кабеля, так как по его средней жиле ток не протекает. Очень важно сохранять постоянство расстояния e обеими кабелями на всей длине l. Важную роль также играют свойства диэлектрических защитных оболочек обоих кабелей. Отметим, что уменьшение расстояния e между кабелями снижает потери излучения по асимметричной отраженной волне и тем самым улучшает эффективность симметрирования. Однако надо иметь ввиду, что уменьшение расстояния e приводит к росту потерь в диэлектрических защитных оболочках кабеля. Эти потери особенно сильно возрастают, если поверхность кабеля покрыта влагой или сажей. Обратим внимание на то, что вблизи диполя между обоими кабелями существует напряжение, равное напряжению, подведенному к плечам диполя. Важно осуществить хороший электрический контакт на конце четвертьволнового дополнительного кабеля с экраном основного кабеля питания.

Малому расстоянию e между кабелями соответствует малое значение волнового сопротивления Z_{0C} равное 75 Ом. Кроме того, малому расстоянию e между кабелями соответствует уменьшение коэффициента укорочения K, так как возрастает влияние диэлектриков защитных оболочек кабеля. Например, при $e=d$, т.е. при касании защитных оболочек кабеля, K=0,8, в то время как при $e=3d$, K=0,92.

Область применения рассматриваемой схемы симметрирования - простые антенны (вибраторные) антенны на КВ.

В диапазоне УКВ применяется модернизированный вариант этой схемы, приведенный на рис.3.65*б*. Здесь каждое плечо диполя и четвертьволновый отрезок кабеля выполняется как единое целое в виде полой согнутой трубки. Кабель питания вводится в одну из трубок, причем экран кабеля питания электрически соединен с ней, а средняя жила кабеля питания выводится через специальное отверстие в этом плече диполя и соединяется к другому плечу диполя. Как и ранее, концы обеих трубок (на расстоянии $\lambda/4$ от диполей) имеют между собой хорошее электрическое соединение.

Такая конструкция легко обеспечивает постоянное расстояние между трубками. Коэффициент укорочения в данном устройстве K=0,96, поэтому точная длина трубок l=0,24λ.

Несоблюдение этой длины приводит к появлению реактивной составляющей во входном сопротивлении антенны, имеющей индуктивный характер при $l<0,24\lambda$ и емкостный при $l>0,24\lambda$.

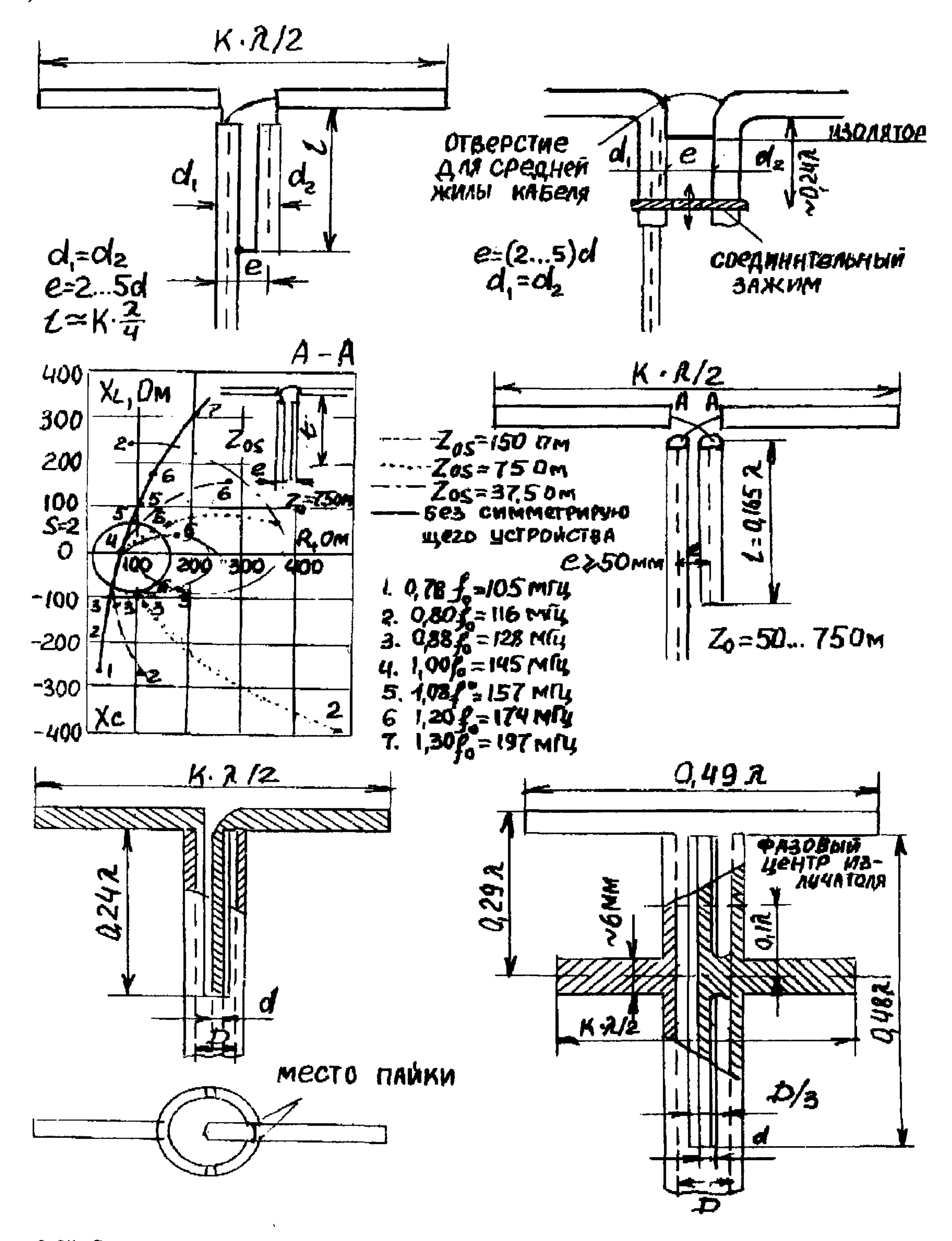


Рис. 3.65. Схема симметрирующих устройств:
а - симметрирующее устройство на КВ; *б* - симметрирующее устройство на УКВ; *в* - диаграммы R и X составляющих входного сопротивления антенны с симметрирующим устройством при изменении частоты; *г* - щелевое симметрирующее устройство; *д* - двойное щелевое симметрирующее устройство с вибратором и рефлектром; *е* - симметрирующее устройство с использованием отрезка коаксиальной линии

Графики, приведенные на рис. 3.65*в*, показывают зависимость входного сопротивления в точках A - A при изменении частоты и различных значениях волнового сопротивления симметрирующего устройства $Z_{0С}$. Графики построены для d/λ=100. Без симметрирующе-

го устройства диапазонность схемы, как видно из этих графиков резко уменьшается. На рисунке область внутри окружности соответствует значению $K_{ст\,U}<2$. Использование симметрирующего устройства с Z_{0C}=150 Ом увеличивает диапазонность. При Z_{0C}=75 Ом действие симметрирующего устройства оптимально. Это может быть в частности объяснено тем, что в данном случае устройство можно рассматривать как шлейф. При дальнейшем уменьшении Z_{0C} диапазонность симметрирующего устройтсва вновь уменьшается. В частности , приZ_{0C}= =37,5 Ом слабо меняется с частотой реактивная составляющая входного сопротивления, но сильно изменяется активная составляющая. На приведенных графиках точками с номерами (от 1 до 7) обозначены частоты, значения которых приведены в таблице к этому рисунку.

Щелевое симметрирующее устройство. Разновидностью только что рассмотренного устройства является щелевое симметрирующее устройство, которое обычно используется в диапазоне (0,45...15) ГГц (в облучателях параболических антенн). В трубке с внутренним диаметром D расположен вдоль оси провод с диаметром d. Отношение диаметров D/d получают исходя из требуемой величины волнового сопротивления Z_0. Обычно берут D/d=3,6, что соответствует Z_0=75 Ом. Во внешней трубке точно по диаметру и на глубину 0,24λ прорезана двусторонняя щель шириной примерно равной d.

Каждое плечо диполя соединяется с одной из половинок внешней трубки, а внутренний провод - с другой из половинок. Длина диполя, измеренная между его концами, берется равной $K\lambda/2$, а коэффициент укорочения K определяется из графика на рис. 2.27.

В конструкции, изображенной на рис. 3.65*г*, щель создает две резонансных четвертьволновых замкнутых на конце линии. В значительной мере аналогичное устройство было рассмотрено ранее при анализе схемы на рис. 3.65*б*.

Двойное щелевое симметрирующее устройство (рис.3.65*д*)

Это устройство подобно ранее рассмотренному двустороннему симметрирующему устройству, изображенному на рис.3.63*г*. Оно имеет те же достоинства, а именно большую эффективность симметрирования и большую диапазонность. Кроме того, в устройстве возможно непосредственное подсоединение дополнительных пассивных элементов (например, рефлекторов). Указанные на рисунке размеры соответствуют наиболее часто встречающемуся варианту выполнения схемы. На этом же рисунке указано положение фазового центра излучателя, выполненного на базе рассматриваемого устройства и содержащего как активный вибратор, так и пассивный рефлектор.

Симметрирующее устройство с использованием отрезка дополнительной коаксиальной линии (рис. 3.65*е*). Искажения распределения поля, возникающие из-за тока асимметрии, можно скорректировать введением дополнительного отрезка кабеля, на котором наводится противофазный ток асимметрии. Можно сказать, что эта система симметрирования близка к симметрирующему устройству, изображенному на рис.3.65*а*. Разница заключается в том, что обе жилы дополнительного коаксиального кабеля соединены с обоими плечами диполя. Отрезок дополнительного кабеля, электрическая длина которого равна λ/4, на конце закорочен рис. 3.65*е*. Длина l отрезка кабеля с полиэтиленовой изоляцией (ε_r=2,3), коэффициент укорочения которого K=0,66 равна 0,165λ . Обратите внимание на то, что конец дополнительного кабеля не должен иметь электрический контакт с основным кабелем питания. В противном случае, т.е. при соединении конца дополнительного кабеля с основным, из-за того, что длина внешней части дополнительного кабеля l<0,25λ, образуется дополнительный контур, представляющий собой индуктивность. Кроме того, следует считаться с тем, что отрезок дополнительной линии вносит в точках A - A шунтирующую емкость. Для уменьшения этой емкости следует размещать дополнительный провод на расстояние $e\geq 50$ мм от основной линии питания. Симметрирующее действие такой системы обычно не очень велико.

Симметрирующее устройство с полуволновой петлей (рис.3.66).

Это наиболее распространенное симметрирующее резонансное устройство. Одно плечо диполя соединено со средней жилой коаксиального кабеля. Другое плечо диполя должно быть возбуждено током, отличающимся по фазе на 180°. В ранее описанных системах требуемый фазовый сдвиг достигался путем подключения второго плеча диполя к внешнему экрану коаксиального кабеля, что в принципе, приводит к асимметрии.

Фазовый сдвиг на 180° появляется на конце линии, длина которой составляет 0,5λ, 1,5λ, 2,5λ и т.д. Следовательно, соединив среднюю жилу коаксиального кабеля через отрезок длиной λ/2 со вторым плечом вибратора, создадим тем самым симметричную систему питания. В этом случае оба плеча диполя наводят на экране коаксиального кабеля противофазные токи асимметрии, которые компенсируют друг друга. необходимо помнить, что полуволновая петля должна быть симметрично расположена относительно плеч диполя.

Достаточно просто показать, что выходное сопротивление такой системы равно 4Zо. Следовательно, для хорошего согласования требуется использовать антенну с входным сопротивлением $R_A=4Z_0$.

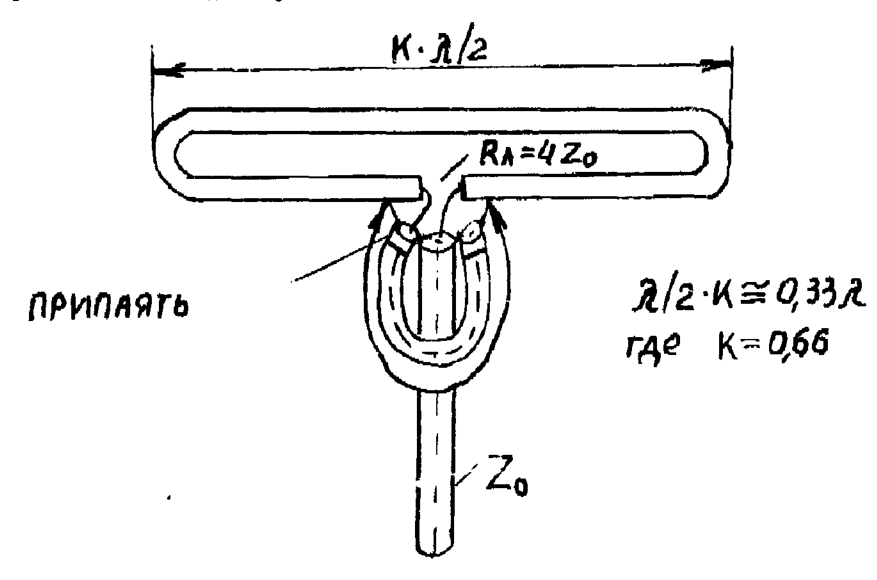


Рис. 3. 66. Симметрирующее устройство с полуволновой петлей

Например. Для питающей коаксиальной линии с Z_0=50 Ом необходимо, чтобы R_A=200 Ом, а при Z_0=75 Ом Z_0=300 Ом. Такие значения входного сопротивления имеют петлевые вибраторы.

Длина петлевого отрезка может быть равной 3λ/2 или даже 5λ/2, однако на практике в основном используются полуволновые отрезки. Вновь напомним, что физическая длина отрезка отличается от электрической длины. Мерой несоответствия этих длин служит коэффициент укорочения: $l=K\lambda/2$. Поэтому для обычных коаксиальных кабелей получаем, что l=0,32λ. Отметим, что волновое сопротивление полуволнового отрезка не играет здесь существенной роли. Обычно используют коаксиальные кабели с Z_0=50...75 Ом.

Широкополосность рассматриваемой системы достаточно велика и составляет приблизительно 30%.

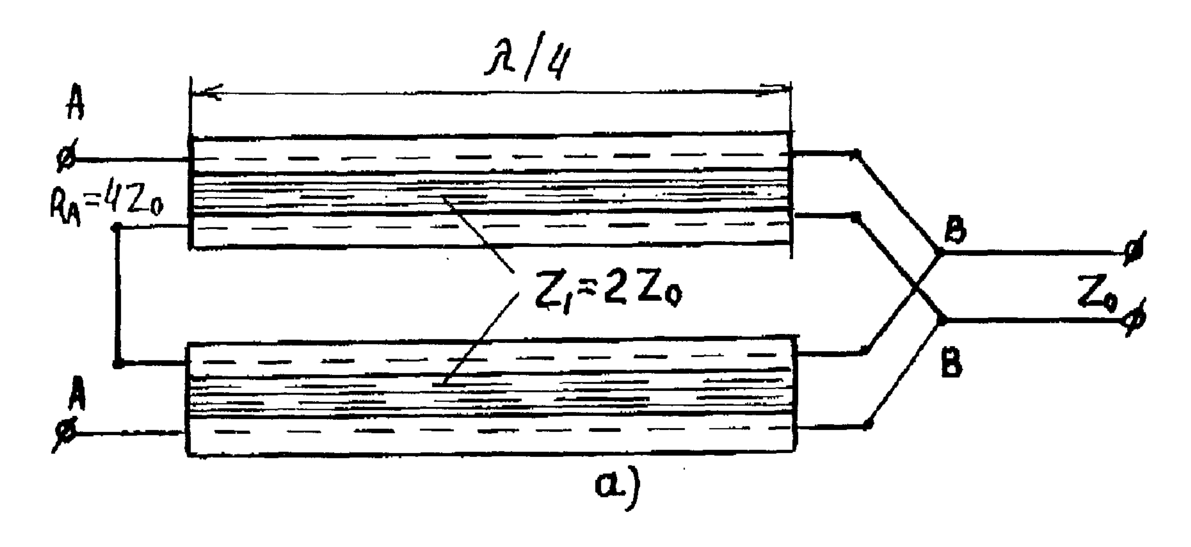
Если данную систему применить для возбуждения полуволнового диполя, то необходимо дополнительно включить четвертьволновый трансформатор с $Z_T=2Z_0$ между симметрирующим устройством и плечами диполя. Наиболее целесообразно в данном случае использовать схему четвертьволнового трансформатора, изображенную на рис. 3.61*б*.

Двухпроводное симметрирующее устройство (рис.3.67). Два отрезка двухпроводной линии с волновым сопротивлением Z_1, имеющих одинаковые длины λ/4, подключаются в точка *B* - *B* параллельно к проводам питающей линии. В точках *A* - *A* одна пара проводов соединяется между собой, а ко второй паре подсоединяется нагрузка. Это устройство одновременно выполняет функции симметрирования и трансформации сопротивлений.

Со стороны точек *B* - *B* сопротивление $R_B=Z_1/2$, а со стороны точек *A* - *A* $R_A=2Z_1$. Поэтому коэффициент трансформации $R_A/R_B=4$. Если волновое сопротивление линии питания равно Z_0, то условие согласования требует, чтобы $Z_1=2Z_0$, а $R_A=4Z_0$.

При выполнении данных симметрирующих устройств обратите внимание на то, что между точками *B* - *B* приложено полное напряжение питания и поэтому сближение проводов симметрирующих линий может изменить их входное сопротивление. Кроме того, для любой схемы, изображенной на рис. 3.67, крайне важно выдержать одинаковые длины обоих отре-зков. Снова напомним, что для обычного коаксиального кабеля K=0,66 и поэтому для схемы, изображенной на рис. 3.67*б*, физические длины отрезков l=0,6λ. Следовательно, внешние экраны коаксиальных кабелей образуют контур, не настроенный в резонанс, который вносит в точках *B* - *B* дополнительное реактивное сопротивление индуктивного характера. Чтобы избежать этого, необходимо выровнять коэффициенты уко-

рочения K (внутренней коаксиальной линии) и K' (внешней линии, образованной двумя экранами коаксиальных кабелей). На практике этого добиться крайне сложно. Поэтому в качестве переходного симметрирующего устройства можно использовать четырехпроводную линию (см. рис. 3.9) с волновым сопротивлением $Z_1=2Z_0$.



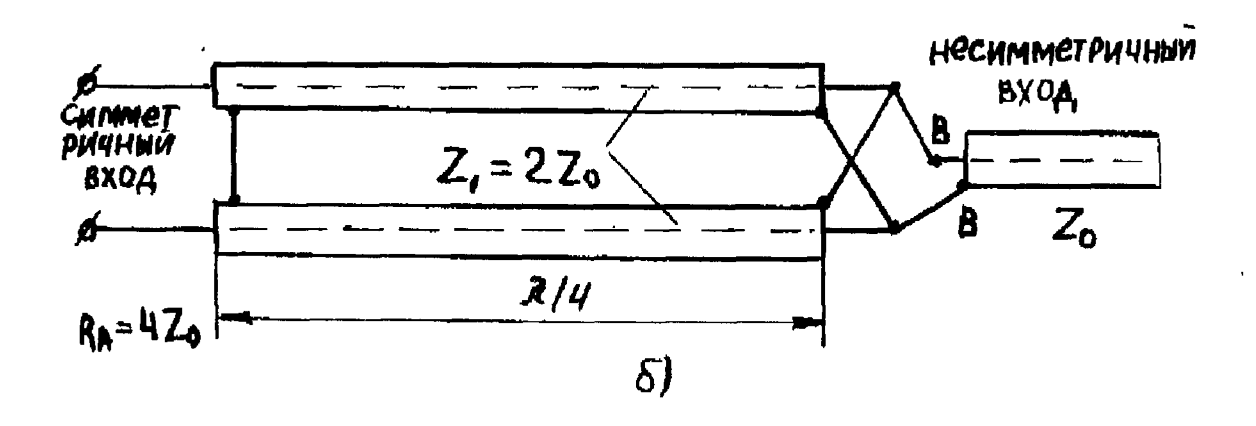


Рис. 3.67. Двухпроводное симметрирующее устройство с использованием двух отрезков: *а* - двухпроводной линии; *б* - коаксиальной линии

Симметрирующее устройство с использованием U-образного шунта (рис. 3.68). Симметрирующее устройство такого типа возникло как модификация дельта-трансформатора. Основным его элементом является провод в виде U-образного шунта (внешне напоминающего шпильку для волос), который является индуктивной нагрузкой, подключенной параллельно к входу антенны.

Полуволновый диполь при резонансе имеет только активную составляющую R_A входного сопротивления. Небольшое укорочение диполя приводит к появлению реактивной составляющей емкостного характера. Для ее компенсации параллельно входу антенны подключают индуктивность в виде U-образного шунта. Благодаря этому на некоторой частоте антенна снова имеет только активное сопротивление R_T. Следовательно, можно сказать, что произошла трансформация входного сопротивления антенны R_A в R_T.

Отправной точкой при проектировании такого устройства является входное сопротивление

диполя R_A. Для антенн типа Уда-Яги это сопротивление имеет значение 5...50 Ом. Более точно его можно рассчитать аналитическими методами, приведенными в дальнейших разделах книги. Можно достаточно точно измерить сопротивление с использованием мостовой схемы.

Вполне вероятно, что для существующих линий питания $R_A \neq Z_0$. Тогда необходимо сопротивление R_A трансформировать в $R_T=Z_0$. Требуемое значение реактивиого сопротивления U-образного шунта определяется зависимостью

$$X_L=\omega L=R_T\sqrt{R_A / (R_T - R_A)} \quad (3.93)$$

Зная X_L, нетрудно найти для частоты f значение L, например, используя графики на рис. 3.45*б*. Далее, зная L и пользуясь графиком на рис.3.68*в*, определяют геометрические размеры U-образного шунта. Для антенны, работающей в диапазоне 14 МГц, можно использовать график на рис.3.68*д*. И, наконец, зная X_L и используя соотношение $X_C=X_L$, определяют по графику на рис. 3.68*г* требуемое укорочение диполя.

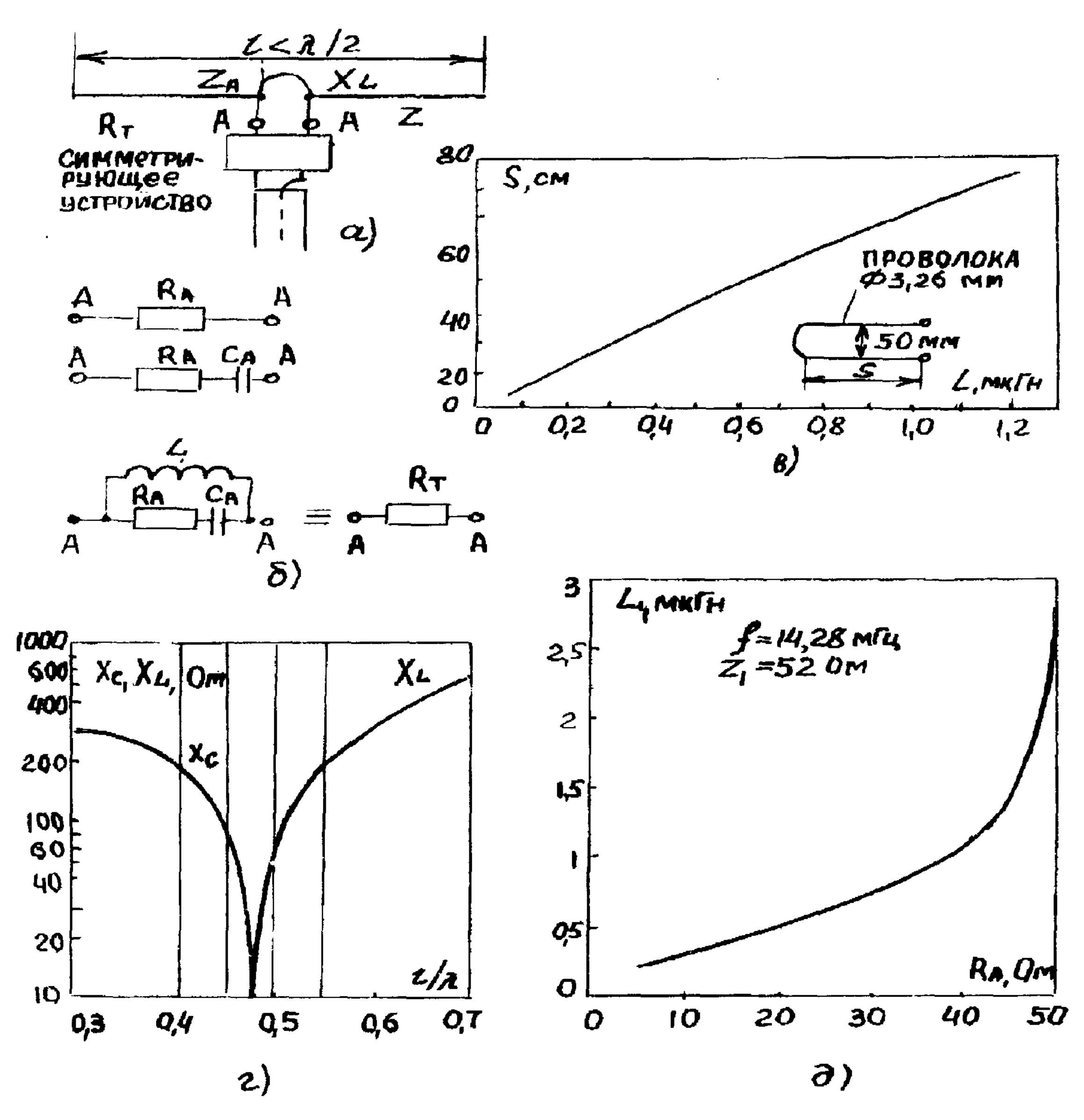


Рис. 3.68. Симметрирующее устройство с использованием U-образного шунта:
а - схема; *б* - эквивалентные схемы при трансформации R_A в R_T; *в* - зависимость индуктивности шунта от его размеров; *г* - зависимость реактивного сопротивления X от длины диполя; *д* - зависимость индуктивности L шунта от R_A для диапазона 14 МГц

Надо отметить, что данный метод является приближенным в том смысле, что при определении R_A и длины диполя не учитывается влияние внешней среды. Точная подстройка схемы осуществляется при настройке на минимум $K_{\text{ст}U}$ путем изменения размеров шунта.

На рис. 3.69 приведено конструктивное решение данного симметрирующего устройства.

Трансформацию сопротивления R_A в R_T можно осуществить и другим методом, а именно, удлинить диполь, а параллельно его входу включить шунтирующий конденсатор C. Реактивное сопротивление

$$X_C=1/\omega C=R_T\sqrt{R_A\ /\ (R_T\ -\ R_A)} \quad (3.94)$$

а искомое значение C определяют, зная X_C, по графикам на рис. 3.45*а*.

Следует заметить, что данная схема симметрирования не осуществляет полной симметрии возбуждения диполя. Реальный уровень тока в плече диполя, подключенном к средней жиле питающей коаксиальной линии, выше, чем во втором плече. Для выравнивания токов, и, следовательно, для достижения большей симметрии шунт выполняется несимметричным (рис. 3.69). Изменяя расстояние от шунта до плеч диполя, можно получить полную компенсацию или даже перекомпенсацию. При этом следует помнить, что шлейф надо располагать ближе к тому плечу диполя, который возбуждается от средней жилы коаксиального кабеля.

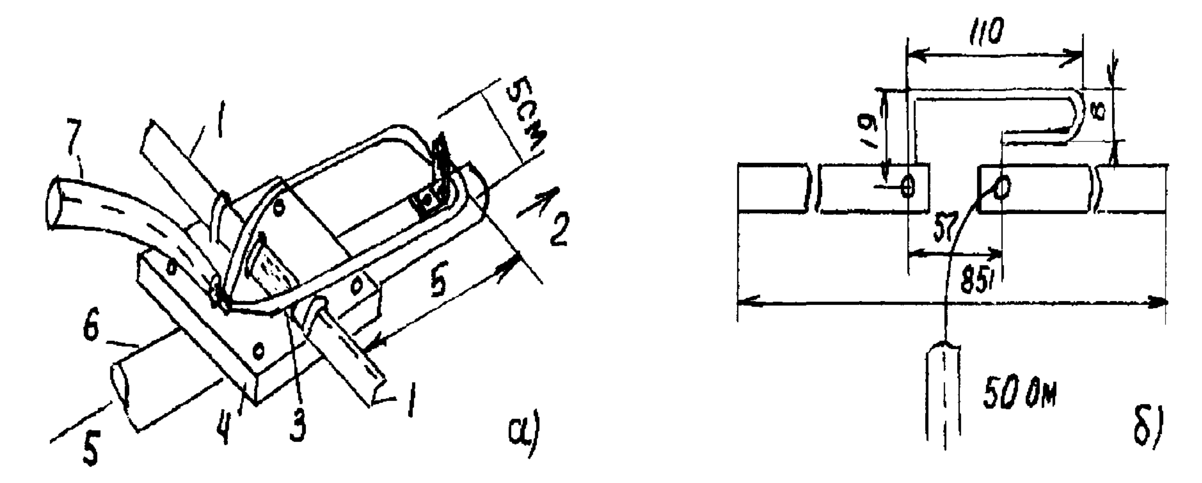


Рис. 3.69. Конструктивное выполнение симметрирующего устройства с использованием U - образного шунта:
а - симметричное выполнение шунта; *б* - несимметричное выполнение шунта для диапазона 144 МГц;
1 - диполь; *2* - рефлектор; *3* - бакелитовый прут; *4* -бакелитовая плита; *5* - директор; *6* - штанга для крепления пассивных элементов антенны; *7* - коаксиальная линия Z_0=52 Ом

Еще раз подчеркнем, что эта схема компенсации позволяет непосредственно подключить коаксиальную линию к диполю без опасения, что в схеме возникает большая асимметрия. Обычно схему настраивают на минимум $K_{\text{ст}\,U}$, а потом убеждаются что ток асимметрии невелик. Если этого не произошло, т.е. ток асимметрии сравнительно велик, то несколько изменяя ориентацию и конфигурацию шунта относительно плеч диполя, добиваются минимального уровня тока асимметрии.

Симметрирующее устройство с использованием индуктивной петли (рис.3.70). Этот вариант симметрирующего устройства обычно применяется в диапазоне КВ и является модернизацией устройства, приведенного на рис. 3.65*а*, от которого, в частности, отличается меньшими размерами. Последнее достигается благодаря большой индуктивности, образованной замкнутой петлей. Побочным эффектом, как правило, нежелательным является излучение петли с вертикальной поляризацией. На рис. 3.70 указаны размеры симметрирующего устройства для диапазона 15 МГц. Отметим, что на практике это устройство не находит широкого применения, что объясняется, главным образом, сложностью выдерживания прямоугольной конфигурации симметрирующего устройства.

Апериодические симметрирующие устройства. До сих пор рассматривались только резонансные симметрирующие устройства, которые в принципе достаточно узкополосны. Действительно, при отклонении частоты от резонансной этот тип симметрирующих устройств вносит реактивную составляющую сопротивления (индуктивную или емкостную), что приводит к рассогласованию системы. Это, в свою очередь, сказывается на увеличе-

нии $K_{стU}$ и потерь, в том числе потерь на излучение с нежелательной поляризацией и нежелательной формой диаграммы направленности. Эти неприятности, а также трудности, связанные с настройкой симметрирующих устройств, приводят к тому, что радиолюбители отказываются от использования резонансных симметрирующих устройств.

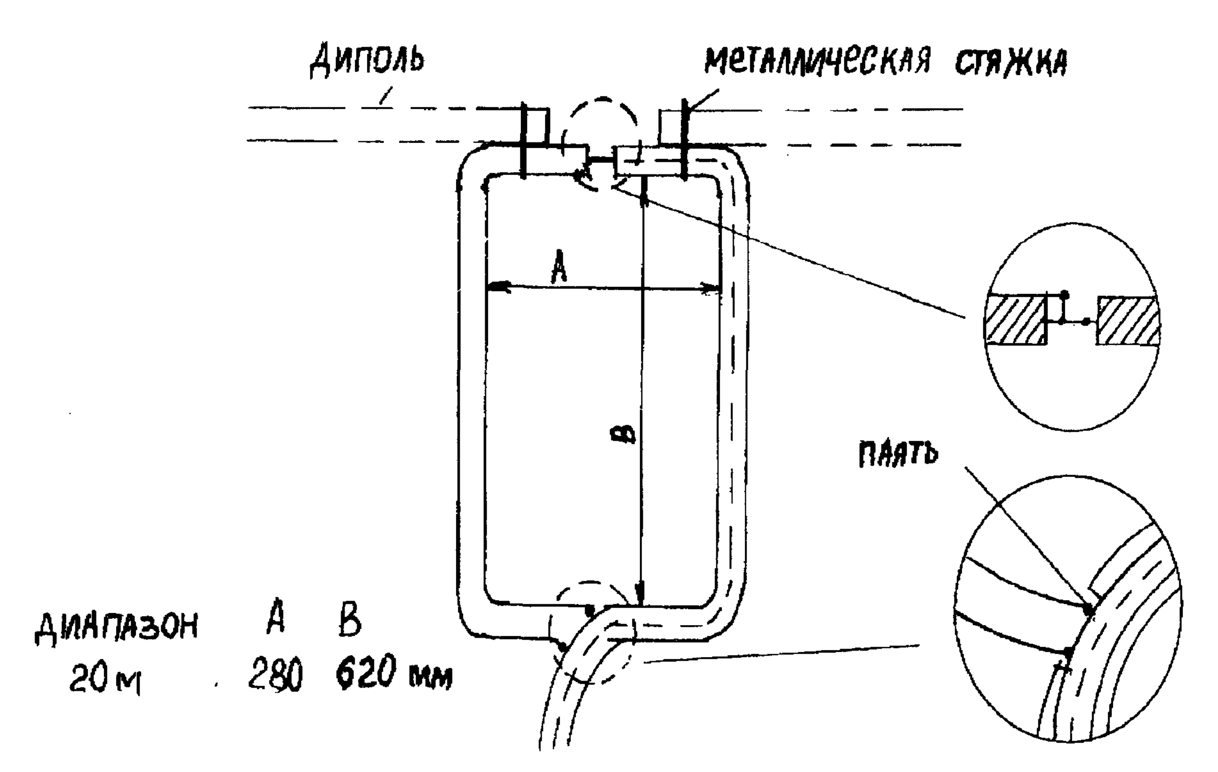


Рис. 3.70. Симметрирующее устройство с использованием индуктивной петли для диапазона 14 МГц

Более простым в изготовлении являются апериодические симметрирующие устройства, которые к тому же более широкополосны, хотя коэффициент полезного действия их несколько ниже. В зависимости от способа выполнения апериодические симметрирующие устройства могут осуществлять трансформацию сопротивлений или в отношении 1:1 или в отношении 1:4. Благодаря несомненным своим достоинствам этот тип симметрирующих устройств находит применение не только в приемных, но и в передающих антеннах.

Принцип действия практически всех апериодических симметрирующих устройств основан на том, что для симметричной волны они имеют малое сопротивление, а для асимметричной - большое.

В зависимости от способа выполнения различают три варианта апериодических симметрирующих устройств.

Ленточное апериодическое симметрирующее устройство. Рис. 3.71 иллюстрирует способ исполнения данного типа апериодического симметрирующего устройства, в котором ленточная линия навита в несколько оборотов на цилиндрическую изоляционную трубу. Асимметричная составляющая тока, протекающая по этому проводу, мала, так как индуктивность представляет для него большое сопротивление. Величина тока асимметрии определяется индуктивностью катушки и емкостью системы. Длина провода катушки выбирается в пределах 0,1...0,3λ. Оптимальная длина составляет 0,25λ. Данная система не трансформирует сопротивления, поэтому должно обеспечиваться равенство волнового сопротивления провода Z_1, волнового сопротивления линии Z_0 и входного сопротивления антенны Z_A, т.е. $Z_1=Z_0=Z_A$. Это, естественно, приводит к определенным трудностям при практической разработке схемы симметрирующего устройства.

Пример. Если Z_A=70 Ом и Z_0=70 Ом, то надо подобрать ленточную линию с Z_1=70 Ом. Такие ленточные линии не производятся. Поэтому ее придется изготовить самому радиолюбителю. Для этого следует разрезать ленточную линию, имеющую волновое сопротивление около 240 Ом посередине и скрутить два образовавшихся провода. Волновое сопротивление сформированной таким образом линии будет равно 60...100 Ом. Его включают между антенной и несимметричной питающей линией. Естественно, что в данном случае

на антенну будет действовать дополнительная нагрузка, обусловленная массой симметрирующего устройства рис.3.71*б*.

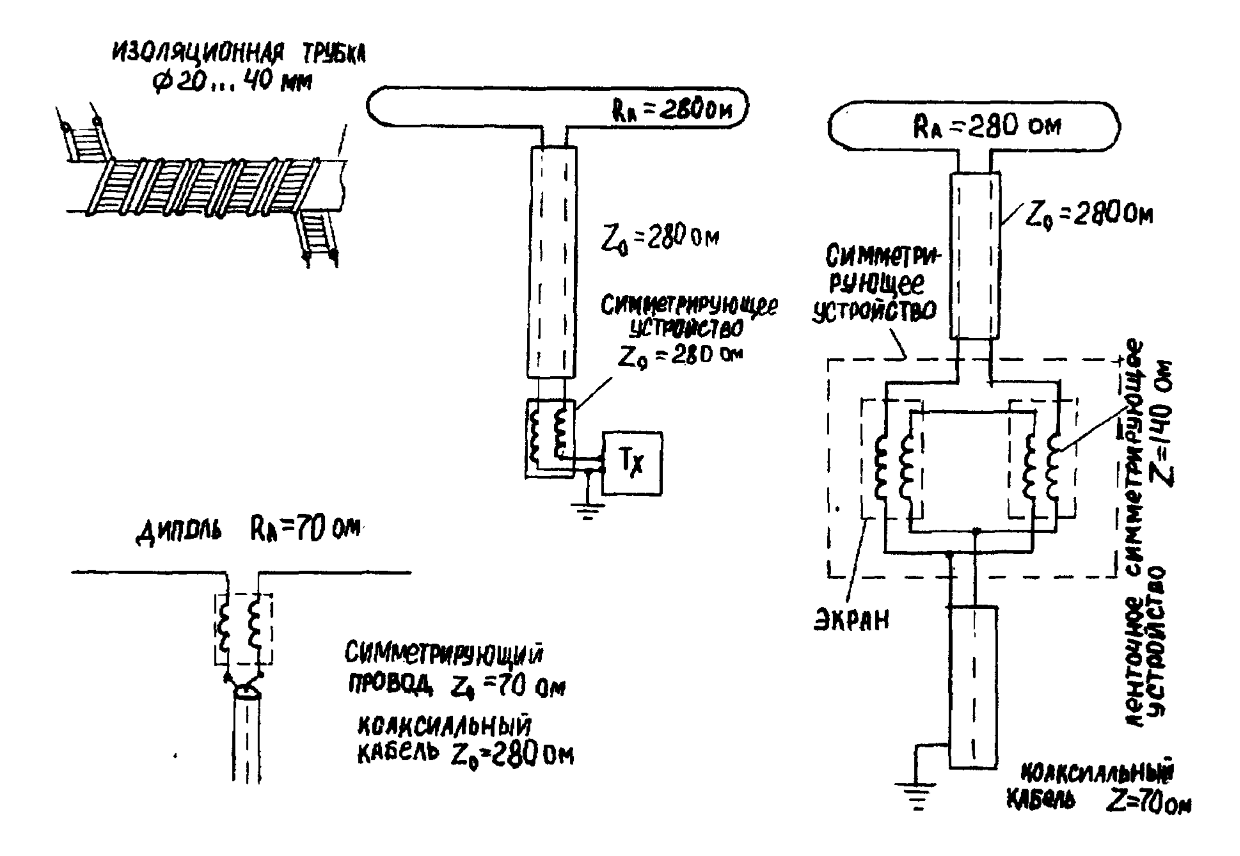


Рис. 3.71. Ленточное апериодическое симметрирующее устройство:
а - конструкция; *б* - включение симметрирующего устройства между антенной и коаксиальной линией питания; *в* - включение симметрирующего устройства между симметричной линией питания и несимметричныв входом приемника

Рис. 3.72. Трансформирующее ленточное симметрирующее устройство

Поэтому более выгодно возбуждать антенны с помощью симметричной линии, а переход от симметричной линии к несимметричной, т.е. симметрирующее устройств, размещать в более удобном (с рассматриваемой точки зрения) месте, например, так, как это показано на рис. 3.71*в*.

Трансформирующее ленточное апериодическое устройство (рис.3.72). Эта система похожа как на предыдущее устройство симметрирования, так и на устройство симметрирования, изображенное на рис. 3.67.

Два ленточных провода, навитых, так, как показано на рис. 3.71*а*, заключены в два экрана, которые конструктивно расположены внутри специальной коробки (см. рис. 3.72). Такая система может быть использована в широком диапазоне частот 1:4. Дополнительным преимуществом устройства являются его малые габаритные размеры. Сопротивление линии, из которой выполнено симметрирующее устройство, должно иметь величину $Z_1=2Z_0=0,5R_A$.

Пример. Для петлевого вибратора с R_A=280 Ом, возбуждаемого коаксиальной линией с Z_0=70 Ом, симметрирующее устройство необходимо выполнить из ленточной линии с Z_1=140 Ом. Такую линию нетрудно изготовить самому по способу, описанному выше. Симметрирующие устройства подобного типа, выпускаемые промышленностью, гарантируют работоспособность в диапазоне 4...80 Мгц при $K_{\text{ст}\,U}$ не хуже 1,35 и при дополнительных потерях не более 0,15 дБ.

Апериодические симметрирующие устройства с использованием коаксиального кабеля. Способ изготовления такого симметрирующего устройства подобен описанным выше. Для токов асимметрии существует препятствие в виде дросселя. Для увеличения эффективности симметрирования антенна подключается к середине дросселя (рис. 3.73). Токи асимметрии, ослабленные при прохождении через дроссель, достигают точки D в противофазе и поэтому в линии питания взаимно компенсируют друг друга.

Такие системы крайне широко распространены. Их достоинство заключается в том, что здесь не происходит трансформация сопротивлений. К недостаткам следует отнести и то, что средний виток дросселя, подключаемый к антенне, находится под напряжением. Кро-

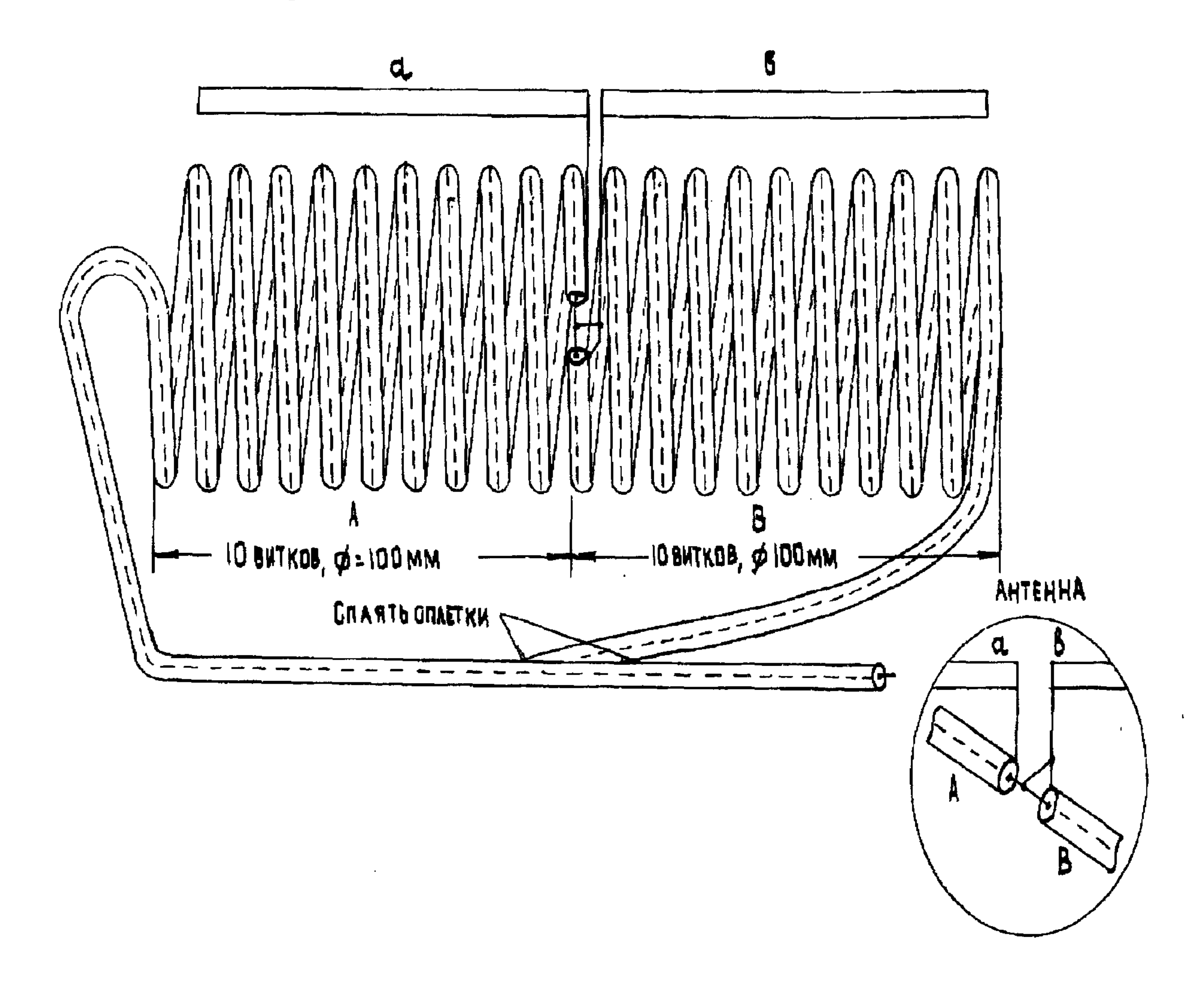


Рис. 3. 73. Способ выполнения апериодического симметрирующего устройства из коаксиального кабеля для диапазона КВ

ме того, в этой схеме могут возникнуть дополнительные потери, обусловленные потерями в диэлектрике, из которого выполнена защитная оболочка коаксиальной линии. Отметим, что в такой конструкции вход антенны шунтируется дополнительной емкостью, обусловленной межвитковой емкостью (в основном емкостью двух средних витков). Эта емкость изменять резонансную частоту антенны. Поэтому антенну следует подстраивать.

На практике используют компромиссное решение, а именно для симметрирующего устро-йства, работающего в широкой полосе частот, витки дросселя укладывают как можно плотнее (витки прилегают друг к другу). Это приводит к росту межвитковой емкости, и, следовательно, к ограничению полосы пропускания в области высших частот. Отметим, что рабочий диапазон частот определяется длиной провода, а на широкополосность влияет способ намотки, т.е. диаметр провода и число витков.

В половине дросселя, обозначенной на рис. 3.73 буквой B, основную роль играет внешний экран коаксиальной линии, средняя жила в этой половине не должна быть подключена.

При конструировании симметрирующего устройства крайне важно обратить внимание на качество подключения внешних экранов питающих кабелей и половинок симметрирующего устройства. Место пайки обоих экранов следует изолировать, чтобы под защитную оболочку кабелей не проникла влага, могущая привести к коррозии. Целесообразно также все витки дросселя оплести диэлектрической лентой или нитью.

В табл. 3.9 приведены основные параметры симметрирующих устройств для диапазона волн 3...30 МГц.

Таблица 3.9

Параметры симметричных устройств для диапазона 3...30 Мгц

Длина провода, мм	Число витков	Диаметр катушки, мм	Индуктивность катушки, мм	Собственная емкость, пФ	Коэффициент асимметрии, мм
2×2050	2×3	210	11	145	30...50
2×1150	2×4	90	6	150	38...60
2×1000	2×2,5	130	5	50	42...55
2×3500	2×10	100	-	-	-
2×2500	2×4,5	170	-	-	-

Так как в симметрирующем устройстве не происходит трансформация сопротивлений, питание к нему подводят с помощью того же коаксиального кабеля, из которого изготовлено само симметрирующее устройство. Существует несколько способов закрепления симметрирующего устройства. Это устройство может быть выполнено в виде скрутки из нескольких плотно уложенных витков. К этой скрутке подведены два провода от антенны и один коаксиальный кабель с разъемным контактам соединением для связи с коаксиальной линией питания.

Другим решением является цилиндрическое расположение витков. Питание антенны можно осуществить с концов катушки, тогда линия питания подсоединяется к середине катушки, либо наоборот.

Способ выполнения симметрирующей катушки, находит на практике широкое применение. Для этого на какой-либо цилиндрический предмет, диаметр которого равен 100 мм, наматывают около 3,5 м коаксиального кабеля, что составляет одну полукатушку *B*. На длине 3 см от конца этой полукатушки снимают изоляцию. На длине 2 см удаляют экран и, не повреждая среднюю жилу, снимают полиэтиленовую изоляцию.

К средней жиле и к экрану, являющемуся окончанием полукатушки *B*, присоединяется один вывод, идущий к антенне. Другой вывод, идущий к антенне, соединяется с экраном кабеля, который является началом полукатушки *A*. После аккуратной изоляции оголенной средней жилы между полукатушки *B* и *A* продолжают намотку еще 3,5 м коаксиального кабеля, составляющего полукатушку *A*. И, наконец, начало полукатушки *B* соединяют в точке *D* с питающим проводом полукатушки *A* см. рис. 3.73. Обратите внимание на то, что в точке *D* достаточно осуществить электрический контакт только внешних экранов двух коаксиальных кабелей.

Для того чтобы предотвратить деформацию профиля катушки под действием собственной массы и массы питающей линии, катушку после снятия с намоточного цилиндрического тела закрепляют на изоляционных распорках, предварительно наложив в нескольких местах жгуты из изоляционного материала. Можно прикрепить всю катушку к несущим конструкциям мачты антенны.

В табл. 3.9 приведены ориентировочные значения собственной емкости катушки. Для того чтобы определить точное значение этой величины, можно воспользоваться методом по которому вначале измеряется емкость одной полукатушки *A* (без присоединения полукатушки *B*). Далее присоединяют полукатушку *B* (второй конец ее в момент измерения свободен) и вторично измеряют емкость. Именно разность двух измеренных указанным способом емкостей и приведена в таблице 3.9. Эта емкость не является реальной емкостью, подключенной параллельно входу *a* - *b* антенны рис. 3.73.

Дело в том, что собственное реактивное сопротивление линии, соединяющей симметрирующее устройство с антенной, имеет индуктивный характер. Поэтому реальное значение реактивности, вносимой на вход антенны, будет определяться конкретным видом соединительной линии. Например, результирующая емкость, вносимая на вход антенны сим-

метрирующим устройством и соединительной линией в диапазоне 28 Мгц будет меньше, чем в диапазоне 3,5 МГц.

Фактическое значение вносимой емкости можно определить, используя известные мостовые схемы измерения. Для этого симметрирующее устройство нагружают на активное сопротивление и измеряют величину Z_0 на входе симметрирующего устройства рис.3.74. Из графика, приведенного на рис. 3.74 видно, что измеренная таким образом емкость C в диапазоне 7,5 МГц равна 30 пФ, а в диапазоне 30 МГц - 10 пФ. Изменение емкости приводит, во-первых, к изменению резонансной частоты диполя, а во-вторых, согласно формуле (3.94), к изменению сопротивления R_T.

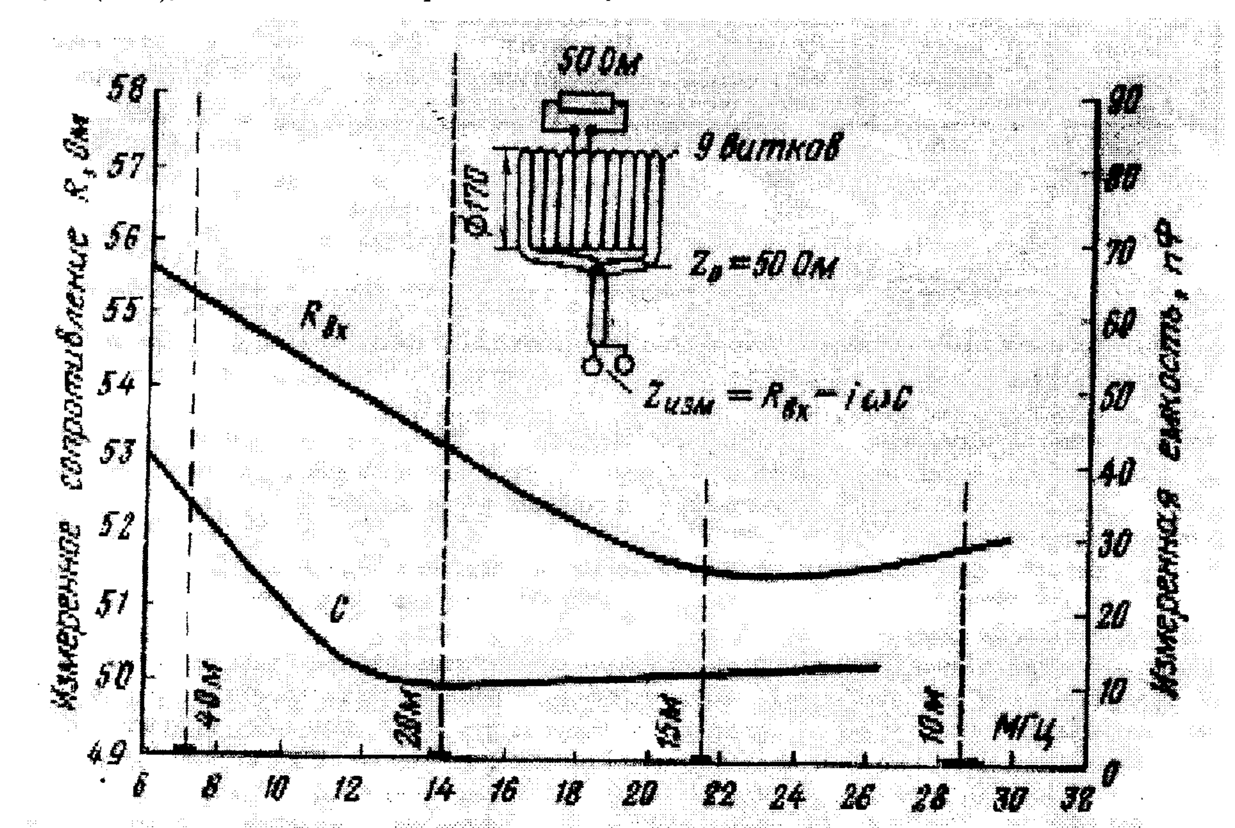


Рис. 3. 74. Зависимость входного сопротивления $R_{вх}$ и собственной емкости C симметрирующего устройства, нагруженного на сопротивление 50 Ом от частоты

Из-за случайной длины линии симметрирующего устройства изменение R_T приводит к изменению входного сопротивления $R_{вх}$ в пределах 51,5...55 Ом (согласно графику на рис.3.74). Отметим, что такое рассогласование мало ($K_{ст\,U}$ <1,1) и поэтому вполне допустимо.

Рассматриваемая схема симметрирующего устройства вносит небольшое дополнительное затухание, которое не превышает 0,5 дБ.

Небольшие размеры, простота конструкции и некритичность к ошибкам при изготовлении определили широкое использование данной схемы симметрирующего устройства в радиолюбительских антеннах для приема сигналов радиовещания и телевидения.

Ферритовые апериодические симметрирующие устройства. Появление ферритов, работающих в диапазоне десятков мегагерц, привело к разработке и созданию на их основе симметрирующих и трансформирующих устройств для КВ диапазона.

Выпускаемые промышленностью симметрирующие устройства, выполненные на базе ферритов, работоспособны в диапазоне 3...10 МГц, а в некоторых случаях даже в диапазоне 1...50 МГц.

В этих системах при симметричной нагрузке в обоих проводах протекают токи одинаковой величины, но имеющие противоположное направление. Вследствие этого результирующее поле в ферритовом сердечнике равно нулю. Появление асимметрии в нагрузке приводит к появлению нескомпенсированного магнитного потока в сердечнике. Однако

для асимметричного тока индуктивность катушки представляет большое сопротивление, которое еще увеличивается из-за наличия ферритового сердечника.

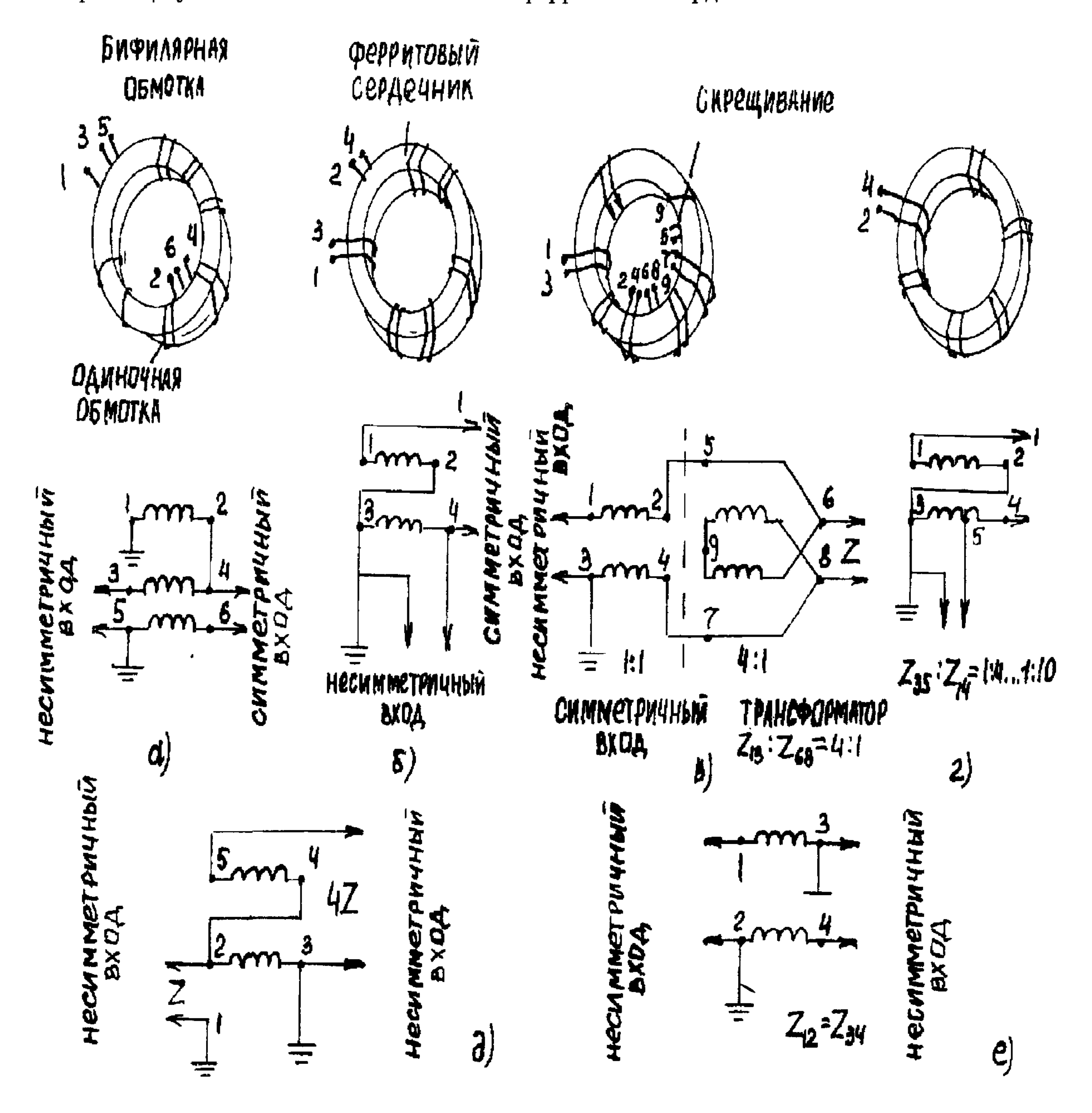


Рис. 3.75. Ферритовое симметрирующее устройство:
а - схема согласования симметричных и несимметричных входов без трансформации сопротивлений (коэффициент трансформации 1:1); *б* - то же, что и на рис. *а*, но с коэффициентом трансформации 1:4; *в* - то же, что и на рис. *а*, но с коэффициентом трансформации 4:1; *г* - то же, что и на рис. *а*, но коэффициент трансформации изменяется от 1:4 до 1:10; *д* - схема согласования двух нессимметриричных линий с коэффициентом трансформации 4:1; *е* - схема, позволяющая осуществить фазовый сдвиг на 180° в несимметричной линии без трансформации

Ферритовые симметрирующие устройства производятся на мощности от нескольких милливатт до десятков киловатт. Разница определяется как выполнением самого сердечника, так и типом провода, из которого навиваются катушки.

Симметрирующие ферритовые устройства могут иметь различное схемное решение и назначение. На рис.3.75*а* приведена схема симметрирующего устройства, выполненного на ферритовом сердечнике и имеющего три обмотки. Две из них намотан бифилярно, а третья - отдельно. Третья обмотка предназначена для улучшения характеристик симметрирующего устройства в диапазоне 28 МГц.

На рис.3.75*б* приведена простейшая схема симметрирующего устройства, содержащего две бифилярные обмотки. Такие схемы обеспечивают трансформацию сопротивлений с коэффициентом 1:4. Для сохранения симметрии в широком диапазоне волн намотку сле-

дует выполнять таким образом. чтобы между обоими проводами сохранялось небольшое и постоянное вдоль всей обмотки расстояние. Это обеспечит удовлетворительное согласование сопротивления обмотки с волновым сопротивлением питающей линии (Zo= 50...75 Ом)

На рис. 3.75*в* представлена схема, трансформирующая сопротивление в отношении 4:1 и предназначенная для подключения к антеннам с малым входным сопротивлением (около 20 Ом). Эта схема, по сути дела, осуществляет сразу две функции: симметрирующего устройства и понижающего трансформатора сопротивления.

Схема на рис. 3.75*г* позволяет осуществлять изменение коэффициента трансформации в пределах от 4:1 до 10:1.

Схема на рис. 3.75*д* трансформирует сопротивление в отношении 4:1 и предназначена для согласования двух несимметричных линий.

На рис. 3.75*е* приведена схема, позволяющая осуществить фазовый сдвиг на 180° в несимметричной линии.

Отметим, что в ферритовых симметрирующих устройствах с повышением частоты число витков в обмотке, как правило, уменьшается. Следует помнить, что обмотка поверхности ферритовых сердечников напильником не допускается, так как может привести к растрескиванию сердечников и, следовательно, к резкому ухудшению их магнитных свойств. Можно рекомендовать обработку поверхности ферритов (например, его острых краев) мелкой абразивной бумагой.

Ферритовые симметрирующие устройства вносят незначительные дополнительные потери (0,1...0,2 дБ) и устойчивы к мгновенным перегрузкам.

Следует помнить, что поверхность ферритового сердечника может подвергаться коррозии. Поэтому поверхность сердечника, как правило, покрывают изоляционным лаком, а сам сердечник вместе с обмотками помещают в защитную коробку.

Параметры симметрирующих устройств. Для сравнения различных типов и схем симметрирующих устройств используются обычно следующие параметры: коэффициент полезного действия, коэффициент асимметрии, частотные характеристики.

Коэффициент полезного действия η определяется как отношение напряжений на выходе U_2 и входеU_1, измеренных так, как показано на рис. 3.76*а*. При измерении симметрирующее устройство должно быть нагружено на сопротивление R_A, согласованное с волновым сопротивлением линии питания (с учетом коэффициента трансформации сопротивлений). Следовательно, $\eta=(U_2/U_1)$, а потери в децибелах, вносимые симметрирующим устройством, $\alpha= 20\lg(U_1/U_2)$.

Коэффициент асимметрии измеряется с помощью схемы, приведенной на рис.3.76*б*. Измеряя напряжения U_1 и U_2, получаем коэффициент асимметрии

$K_{ac} = 20\ \lg(U_2/U_1)$.

По значению этого коэффициента симметрирующие устройства можно разделить на следующие группы:

удовлетворительные, если K_{ac} >30 дБ (1/32);

хорошие, если K_{ac} > 40 дБ (1/100);

очень хорошие, если K_{ac}= 50 дБ (1/320) при коэффициенте трансформации 4:1 или если K_{ac}=60 дБ (1/1000) при коэффициенте трансформации 1:1.

В табл. 3.9 приведены значения коэффициента асимметрии для трех типов симметрирующих устройств. Меньшие цифры соответствуют данным для диапазона 28 МГц, а большие - для 3,5 МГц. Худшая асимметрия в диапазоне 28 МГц объясняется большим влиянием потока рассеяния. Частотные характеристики симметрирующих устройств достаточно подробно анализировались ранее при рассмотрении каждой конкретной схемы.

3.15. Согласование системы «передатчик - линия питания».

Правильный режим работы передатчика требует, чтобы он был нагружен определенным сопротивлением. Большинство современных передающих устройств имеют асимметричный выход, который должен быть нагружен на 50 или 75 Ом, или симметричный выход, который должен быть нагружен на сопротивление 240...300 Ом.

Последний каскад передатчика работает с наибольшим КПД, когда он нагружен на оптимальное сопротивление R_N, которое при работе передатчика в режиме класса C можно определить по формуле

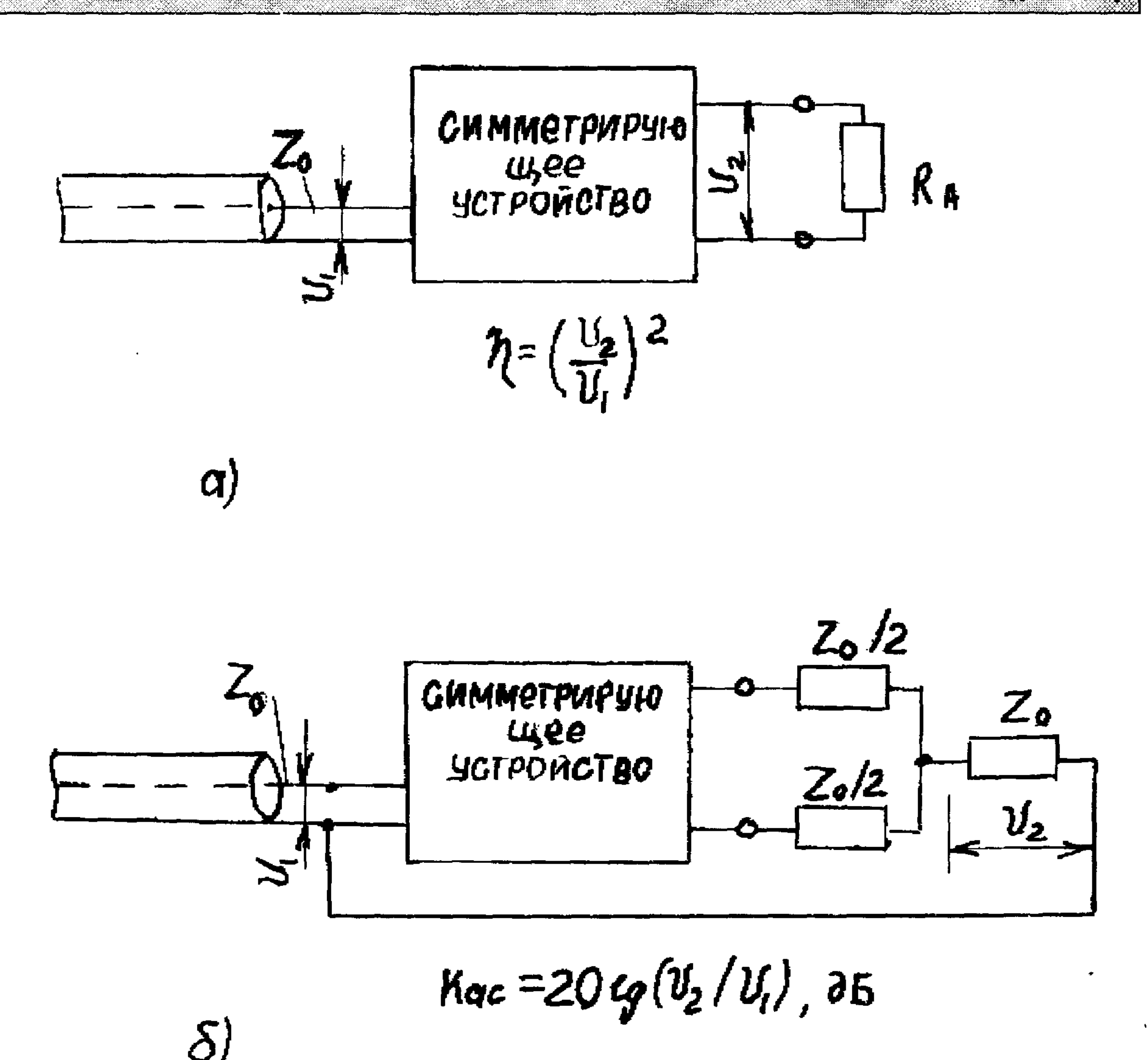


Рис. 3.76. Схемы для изменения параметров симетрирующих устройств:
а - КПД и затухания; *б* - коэффициент асимметрии

$R_N = k_0\ U_A/I_A$ (3.95)

где U_A - напряжение на выходном каскаде, I_A - ток последнего каскада, k_0- коэффициентавный 0,5 для простых систем и 0,8 для сложных.

Значение сопротивления R_N для простых систем ламповых передатчиков лежит в интервале 500...5000 Ом, а для транзисторных передатчиков - в интервале 8...50 Ом и определяется мощностью и напряжением питания. В первом случае выходной контур уменьшает значение сопротивления, а во втором - увеличивает.

Согласование передатчика с асимметричной линией. На рис. 3.77 показаны типовые схемы выходных каскадов передатчиков, часть из которых в виду слабой фильтрации высших гармоник мало применяется на практике.

В схеме на рис.3.77*а* антенна непосредственно подключена к части выходного контура передатчика. Настройка всей системы в данном случае осуществляется или изменением емкости выходного контура или изменением числа витков катушки, к которым непосредственно присоединена антенна. Индикатором тока обычно служит амперметр или, в наиболее простых системах, индикаторная лампочка. Наиболее распространенной ошибкой является убеждение, что большой ток свидетельствует о хорошем согласовании передатчика с антенной. Дело в том, что ток может достигать больших значений и в том случае, когда в линии питания возникает стоячая волна. Например, в случае обрыва антенны в линии питания будет существовать только одна стоячая волна ($K_{\text{СТ}U\to\infty}$) и может так случиться, что амперметр находится в том месте линии питания, которому соответствует

пучность тока. Поэтому его показания никак не могут быть однозначным свидетельством правильности настройки. Необходимо еще измерить коэффициент стоячей волны и убедиться, что уровень $K_{\text{СТ}U}$ находится в допустимых пределах.

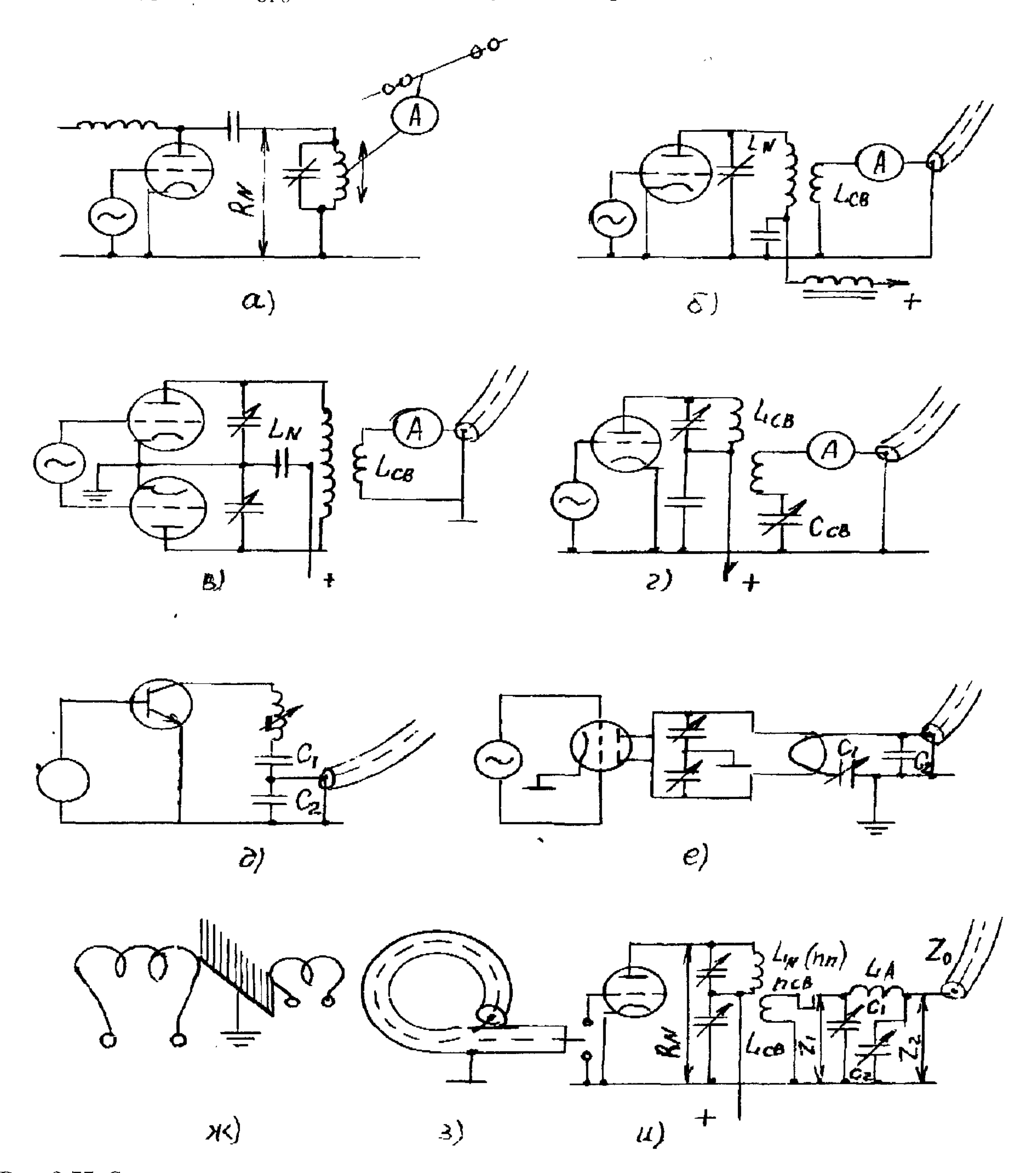


Рис. 3.77. Схемы сопряжения выходных каскадов передатчика с линиями питания антенны:
а - непосредственное подключение антенны: *б* и *в* - осуществление связи линии питания с выходным контуром через индуктивность $L_{\text{СВ}}$; *г* - компенсация индуктивности $L_{\text{СВ}}$ емкостью $C_{\text{СВ}}$; *д* - резонансная система для транзисторных передатчиков; *е* - схема согласования на УКВ; *ж* - экран Фарадея; *з* - петля из коаксиального кабеля; *и* - фильтр Коллинза

На рис. 3.77*б* и *в* приведены схемы, в которых происходит лучшая фильтрация высших гармоник передатчика. Однако из-за индуктивности связи $L_{\text{СВ}}$ они вносят в антенный тракт дополнительную реактивность индуктивного характера. Иногда величина $L_{\text{СВ}}$ может существенным образом изменить распределение токов в линии питания и в самой антенне. Можно скомпенсировать индуктивность $L_{\text{СВ}}$ введением последовательно с ней емкости $C_{\text{СВ}}$ (рис. 3.77*г*). Однако в этом случае отсутствует цепь для постоянного тока, что мешает стеканию с антенны электростатических зарядов. Значения $L_{\text{СВ}}$ и $C_{\text{СВ}}$ выбираются из условий, чтобы добротность $Q_{\text{СВ}}$ была равна примерно 2, в то время как $Q_{\text{А}}$=10. При этом сис-

тема наилучшим образом выполняет свою роль и не требует перестройки во всей рабочей полосе. Ориентировочно можно выбрать $C_{\text{СВ}}$ исходя из следующего равенства $X_c=2Z_0$. Например, для Z_0=75 Ом сопротивление емкости $C_{\text{СВ}}$ равно X_C=150 Ом. Требуемое значение $C_{\text{СВ}}$ определяется для заданной частоты с помощью номограмм, приведенных на рис. 2.78*а*. Если связь между катушками L_N и $L_{\text{СВ}}$ переменная, то при настройке вначале осуществляют малую связь между L_N и $L_{\text{СВ}}$ и настраивают всю систему в резонанс. Далее, увеличивая связь между L_N и $L_{\text{СВ}}$ осуществляют подстройку системы.

Для простых схем, передающих устройств выполненных на транзисторах, повышение сопротивления достигается путем использования обычной резонансной системы (рис. 3.77*д*). Степень трансформации сопротивлений зависит от соотношения C_1 и C_2.

В диапазоне УКВ часто используется схема, в которой выходным каскадом передатчика и антенным контуром осуществляется индуктивная связь, а точная настройка атенного контура достигается вариацией емкости C_1 (рис.3.77*е*).

Уровень тока высших гармонических составляющих во многом определяется значением межвитковой емкости катушек выходного каскада передатчика. Это справедливо для всех схем, приведенных на рис. 3.77*б* - *е*, в диапазонах как КВ, так и УКВ. Иногда для уменьшения этого эффекта между катушками связи устанавливают экран Фарадея (рис. 3.77*ж*).

В более современных передающих устройствах вместо экрана Фарадея используется оболочка экрана коаксиального кабеля, выполненного так, как показано на рис. 3.77*в*. Эту схему можно рекомендовать тогда, когда уровень высших гармонических составляющих очень высок. В этом случае петлю кабеля (обычно один виток) располагают вблизи заземленного края катушки индуктивности выходного каскада передатчика.

Дальнейшее улучшение фильтрации высших гармоник и согласования можно получить используя схему, изображенную на рис. 3.77*и*, в которой антенный контур электрически разделен от контуров фильтрации и согласования. В качестве элемента связи можно использовать петлю из коаксиального кабеля (см. рис.3.77*ж*). Можно также контуры фильтрации и согласования вынести дальше от выходного каскада и разместить их в более удобном месте. В коротком отрезке линии, соединяющем фильтр с передатчиком, может возникнуть стоячая волна. Однако потери из-за этого эффекта обычно крайне малы. Поэтому линию можно выполнить в виде коаксиального кабеля с произвольным волновым сопротивлением Z_0.

В радиолюбительской литературе достаточно часто встречается описание метода проектирования так называемого фильтра Коллинза (см. рис. 3.77*и*).

Если R_N - нагрузка выходной лампы передатчика, а Z_1 - входное сопротивление фильтра, то отношение числа витков анодной катушки n к числу витков катушки связи $n_{\text{СВ}}$

$$n / n_{\text{СВ}} = \sqrt{R_N / Z_1} \qquad (3.96)$$

Полагая Q=12, а $\omega=2\pi f$, где f - средняя частота диапазона в мегагерцах, получаем значение емкости C_1 (в пикофарадах):

$$C_1=Q/\omega Z_1=12/\omega Z_1=2000/f\,Z_1. \qquad (3.97)$$

Значение емкости C_2 рассчитывается по формуле

$$\sqrt{Z_1 / Z_2} = C_1 / C_2, \qquad (3.98)$$

где Z_2 - выходное сопротивление фильтра.

Еще раз напомним, что в приведенных формулах Z_1, Z_2 выражены в килоомах, C_1 и C_2 - в пикофарадах; L - в микрогенри, f - в мегагерцах.

Согласование передатчика с симметричной линией. Ряд антенн имеет симметричное питание и большое входное сопротивление. Для согласования большого волнового сопротивления симметричных линий питания с малым выходным сопротивлением передатчиков используются специальные переходные системы рис. 3.78. Эти системы обычно содержат амперметры, а более современные - измерители $K_{\text{ст}\,U}$ тракта. Сопряжение с передатчиком может осуществляться через катушку связи (см. рис. 3.78*а*). Иногда связь между выходным и антенными контурами выполняется с помощью коаксиальной линии (см. рис.3.78*б*). Катушки связи $L_{\text{СВ}1}$ и $L_{\text{СВ}2}$ в этом случае имеют один-два витка и должны обеспечить хорошую взаимосвязь с катушками индуктивности контуров.

Вариант выполнения такой схемы приведен на рис. 3.78*в*. Он отличается от предыдущих тем, что катушка связи непосредственно сопрягается с катушкой антенного контура.

Такие системы конструктивно намного проще и по-прежнему сохраняют способность трансформации сопротивлений. Связь с выходным контуром передатчика регулируется изменением емкостей C_2.

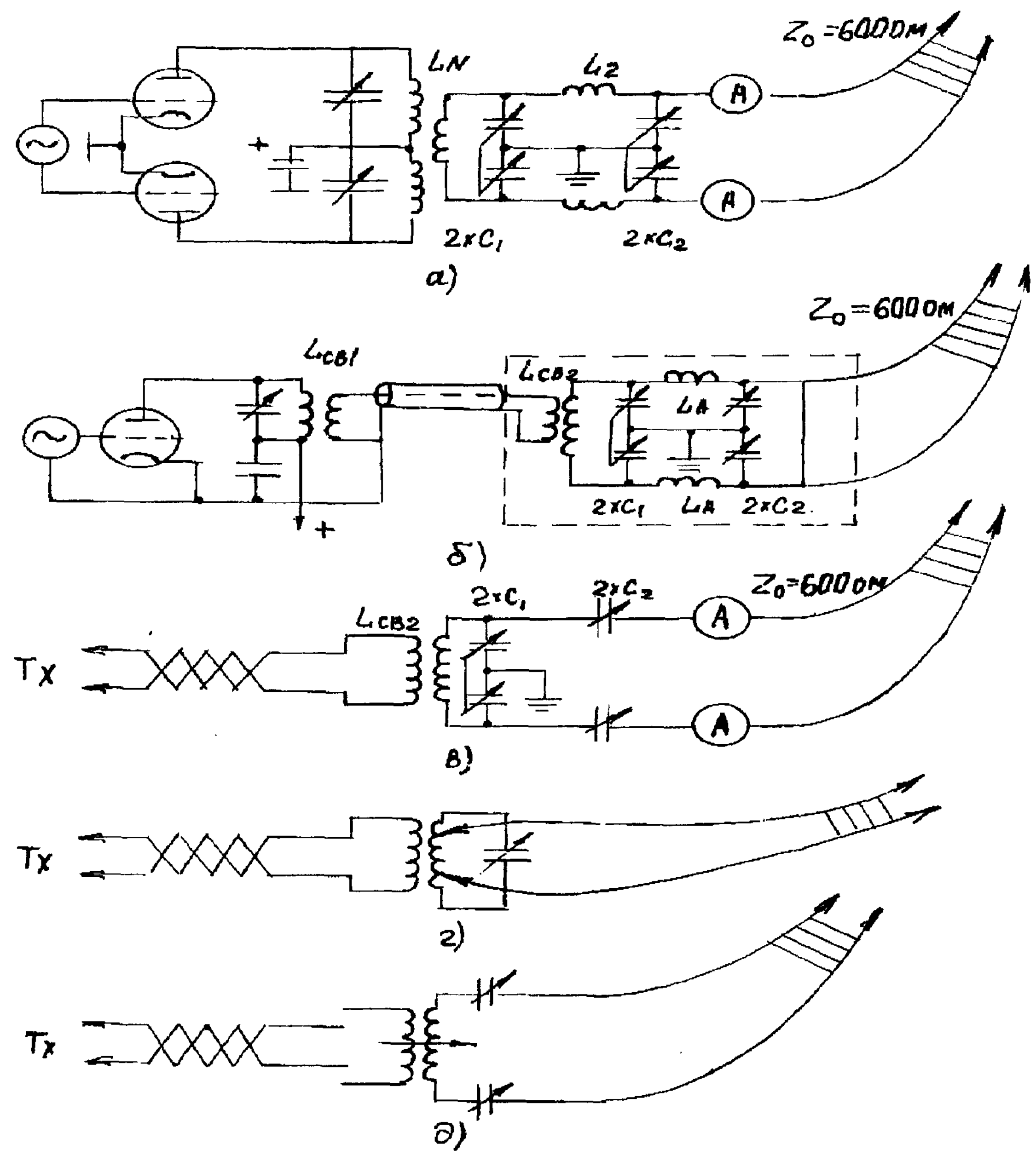


Рис. 3.78. Согласование передатчика с симметричной линией питания:
а - схема, в которой используется двойной фильтр Коллинза: *б* - связь между выходным и антенным контурами с помощью коаксиальной линии (двойной фильтр Коллинза размещен в отдельной приста-вке); *в* - упрощенная схема согласования; *г* - упрощенная схема согласования с большим входным сопротивлением; *д* - упрощенная схема с малым входным сопротивлением

На рис. 3.78*г* приведена более простая схема, в которой регулировка связи с антенным контуром осуществляется путем изменения числа витков антенной катушки, с которой напряжение непосредственно поступает на вход линии питания. Емкость, включенная параллельно всем виткам катушки, служит для настройки антенного контура.

Еще один вариант сопряжения линии питания с выходным передатчиком приведен на рис. 3.78*д*.

Для некоторых из рассмотренных схем середины катушек индуктивностей и конденсаторов должны быть заземлены. Это значительно уменьшает уровень тока, соответствующей второй гармонике. Следует обратить внимание на то, что антенна и линия питания изолированы от земли и поэтому в них могут накапливаться электростатические заряды.

Нужно также иметь ввиду, что в случае асимметрии в антенне заземление катушек и конденсаторов препятствует прохождению токов асимметрии в передатчик.

Универсальные системы согласования передатчика с линией питания. В большинстве случаев антенна может одновременно работать в нескольких радиолюбительских диапазонах, в которых она имеет различные параметры. Поэтому в принципе, требуется столько же специальных переходных систем. Однако допуская некоторое снижение КПД, можно обойтись одной универсальной переходной системой рис. 3.79.

Эта система позволяет осуществлять согласование в каждом из пяти поддиапазонов КВ выхода передатчика (с сопротивлением от 50 до 75 Ом) с питающей линией антенны, симметричной или несимметричной (с входным сопротивлением от 10 Ом до 4000 Ом. В промышленном исполнении данная система снабжена измерителем $K_{\text{ст}\,U}$ и размещена в коробке, имеющей размеры 7,5×25×35 см.

На рис. 3.79*а* приведена электрическая схема универсальной системы согласования. С передатчика, имеющего коаксиальный вход с волновым сопротивлением 50 или 70 Ом, сигнал поступает на коаксиальный вход системы согласования. На входе системы установлено устройство, измеряющее амплитуды падающей и отраженной волн. Далее сигнал поступает на контур L_1C_1, который имеет индуктивную связь с антенным контуром. Настройка контура L_1C_1 в резонанс осуществляется изменением емкости C_1.

Благодаря индуктивной взаимосвязи катушек L_1, L_2 возбуждается антенный контур $L_2(C_2+C_3)$. Настройка в резонанс антенного контура осуществляется изменением емкости C_2+C_3. Антенный контур может быть нагружен или на несимметричный выход $Z2$ или на симметричный выход Z_3. Согласование сопротивлений достигается изменением соотношений емкостей конденсаторов C_2 и C_3 так как эти конденсаторы имеют независимую перестройку.

При крайних положениях конденсаторов получаем схемы, приведенные на рис. 3.57*г* и *д*. В этой системе используются спаренные конденсаторы C_2, имеющие раздельные статорные и роторные пластины, а также спаренные конденсаторы C_3, у которых роторные пластины заземлены.

Для обеспечения работы в пяти поддиапазонах в системе используется счетверенный переключатель на пять фиксированных положений. Катушка выполняется из двух полукатушек, каждая из которых содержит четыре витка. В диапазонах 80 и 40 м обе половины катушки соединяются последовательно, и, таким образом, получается восемь витков. В остальных диапазонах (20; 15 и 10 м) обе полукатушки подключаются параллельно, что приводит к хорошем согласованию с нагрузкой сопротивлением 50...70 Ом. Отводы обеих полукатушек подсоединены к переключателю, что обеспечивает симметричную коммуникацию нужного числа витков катушки L_2 в зависимости от работы в том или ином поддиапазоне. Полная электрическая схема универсальной системы согласования приведена на рис.3.79*б*.

Полукатушки L_{2A} и L_{2B} намотаны на общем каркасе. Между ними расположены две полукатушки L_{1A} и L_{1B}. Схема выполнения обмоток катушек L_{2A}, L_{1A}, L_{1B} и L_{2B} показана на рис. 3.79*в*. Выводы от катушек L_1, L_2 присоединены к соответствующим клеммам счетверенного переключателя. Конденсаторы C_{3A} и C_{3B} спарены. Статоры и роторы конденсаторов С2А и C_{2B} находятся под напряжением, и поэтому необходимо обеспечить их изоляцию как от общего корпуса устройства, так и между собой. Следует также принять меры по изоляции общей оси обоих конденсаторов.

Настройка системы в поддиапазонах осуществляется, как правило, по минимальному значению коэффициента стоячей волны, для чего и проводят измерения уровней падающей и отраженной волн.

НОМОГРАММА № 1. Перерасчет частоты и длины волны.

Частота на шкалах изменяется в пределах от 10 до 1200 МГц, длина волны - от 30 м до 0,25 м. При необходимости преобразовать f и λ, лежащие вне указанных пределов, для определения порядка величин следует обратиться к таблице на листе номограммы. После этого значущие цифры частоты и длины волны следует отсчитывать на шкалах номограммы. Верхняя часть шкал - длина волны (м), нижняя - частота (МГц).

Пример 1. Частота f= 174 МГц соответствует длине волны λ=1,72 м.

Пример 2. Частота f =12 ГГц =12000 МГц соответствует длине волны λ=2,5 (порядок величины определен по таблице, значущие цифры - по шкале).

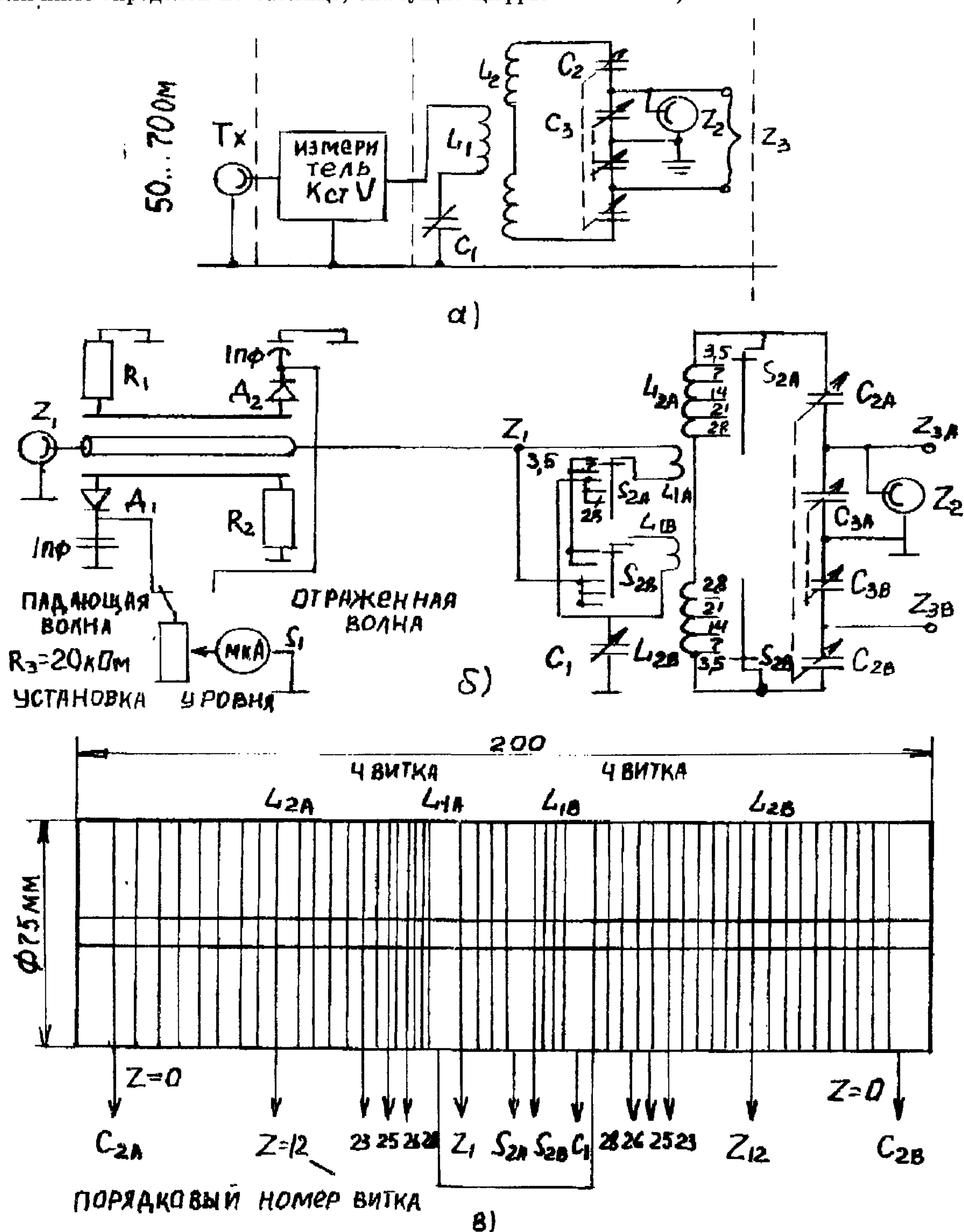


Рис. 3.79. Универсальная переходная система:
а - основная электрическая схема; *б* - полная электрическая схема для работы в пяти поддиапазонах; *в* - способ выполнения обмоток индуктивностей L_{2A}, L_{1A}, L_{1B} и L_{2B}

НОМОГРАММА № 2. Отношение величин в децибелах.

В антенно-фидерной технике часто уровень напряжений и мощностей сигналов выражают в децибелах дБ. Так, например, отношение мощностей P_1 и P_2 (при $P_2>P_1$) в децибелах выражают следующим образом:

$N = 10\lg\frac{P_2}{P_1}$ и

$$\left.\begin{aligned} N &= 20\lg\frac{U_2}{U_1}; \\ N &= 20\lg\frac{I_2}{I_1} \end{aligned}\right\}$$

Последние две формулы для отношений напряжений и токов. Номограмма позволит находить отношение величин в децибелах по заданным значениям мощностей, напряжений или токов. Для этого на крайних шкалах номограммы откладывают заданные значения и соединяют прямой линией. В месте ее пересечения со средней шкалой отсчитывают отношение величин в децибелах. Слева на средней шкале для удобства нанесены также отношения значений мощностей. Если эти значения выходят за пределы шкал, их сокращают на общий множитель или выносят из одного из них множитель вида $10^{\pm n}$. Для оставшихся значений по номограмме #2 определяют их отношение в децибелах. После этого к результату прибавляют (если n положительное) или отнимают (если n отрицательное) коэффициент 10 n (для мощностей) и 20 n (для напряжений или токов). При этом можно использовать таблицу 3.10

Таблица 3.10

Вынесенный множитель	К отношению мощностей в децибелах нужно прибавить (или отнять) коэффициент, дБ	К отношению напряжений или токов в децибелах нужно прибавить (или отнять) коэффициент, дБ
10	10	20
10^2	20	40
10^3	30	60
10^4	40	80
10^5	50	100
10^6	60	120
...	...	...
10^n	10n	20n

Нижняя горизонтальная шкала номограммы предназначена для перевода малых значений отношений мощностей (в пределах от 1 до 10) в децибелах (от 0 до 10).

Пример 1. Определить отношение мощностей P_1 =25 мВт и P_2 =625 мВт. Ответ = 14 дБ.

Пример 2. Определить отношение напряжений U_1=5 мкВ и U_2 =20 мкВ. Ответ: N=12,2 дБ.

Пример 3. Выразить отношение мощностей P_1 = 5 мВт и P_2 =500 Вт.

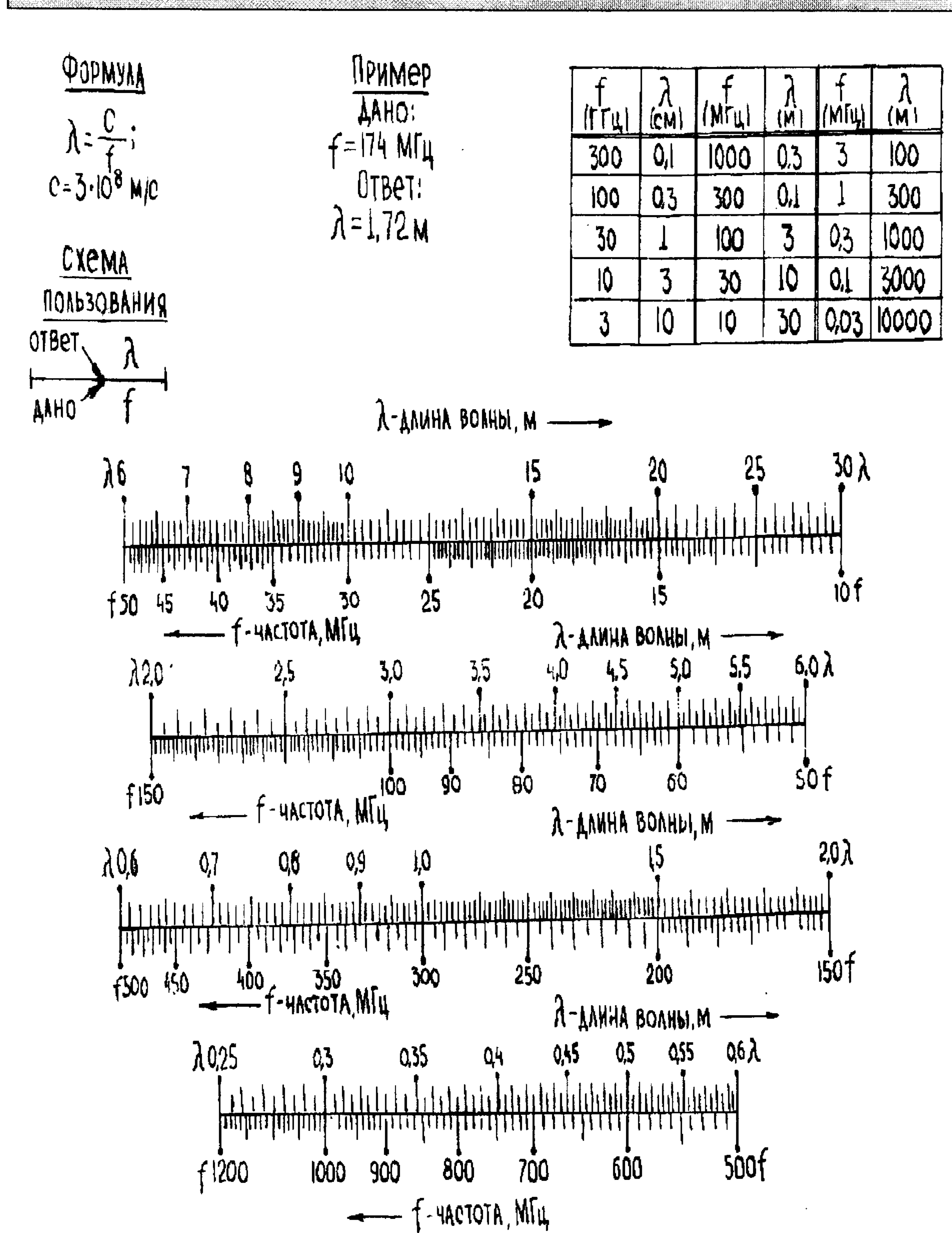
Представляют это отношение в следующем виде:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{500}{5} \cdot 10^3,$$

множитель 10^3 выносят. По таблице находят значение добавочного коэффициента: 30 дБ. Для отношения 500/5 по номограмме № 2 определяем N=20 дБ. Окончательный результат получают, прибавив к найденному значению коэффициент 30 дБ (20+30=50 дБ).

Пример 4. Выразить в децибелах отношение мощностей P_2=65 Вт и P_1 =20 Вт. Чтобы отложить значение P_2 на правой шкале, умножают его на коэффициент 10 (таким образом выносят множитель 10^{-1}). Далее по номограмме определяют отношение 650/20; N=15,1 дБ. Согласно таблице 3.10 добавочный коэффициент равен 10. Его следует вычесть из полученного результата: 15,1-10=5,1 дБ.

Пример 5. Усиление по мощности полуволнового вибратора составляет 1,64. Выразить его в децибелах. На нижней горизонтальной шкале получается для этого отношения величина 2,14 дБ.



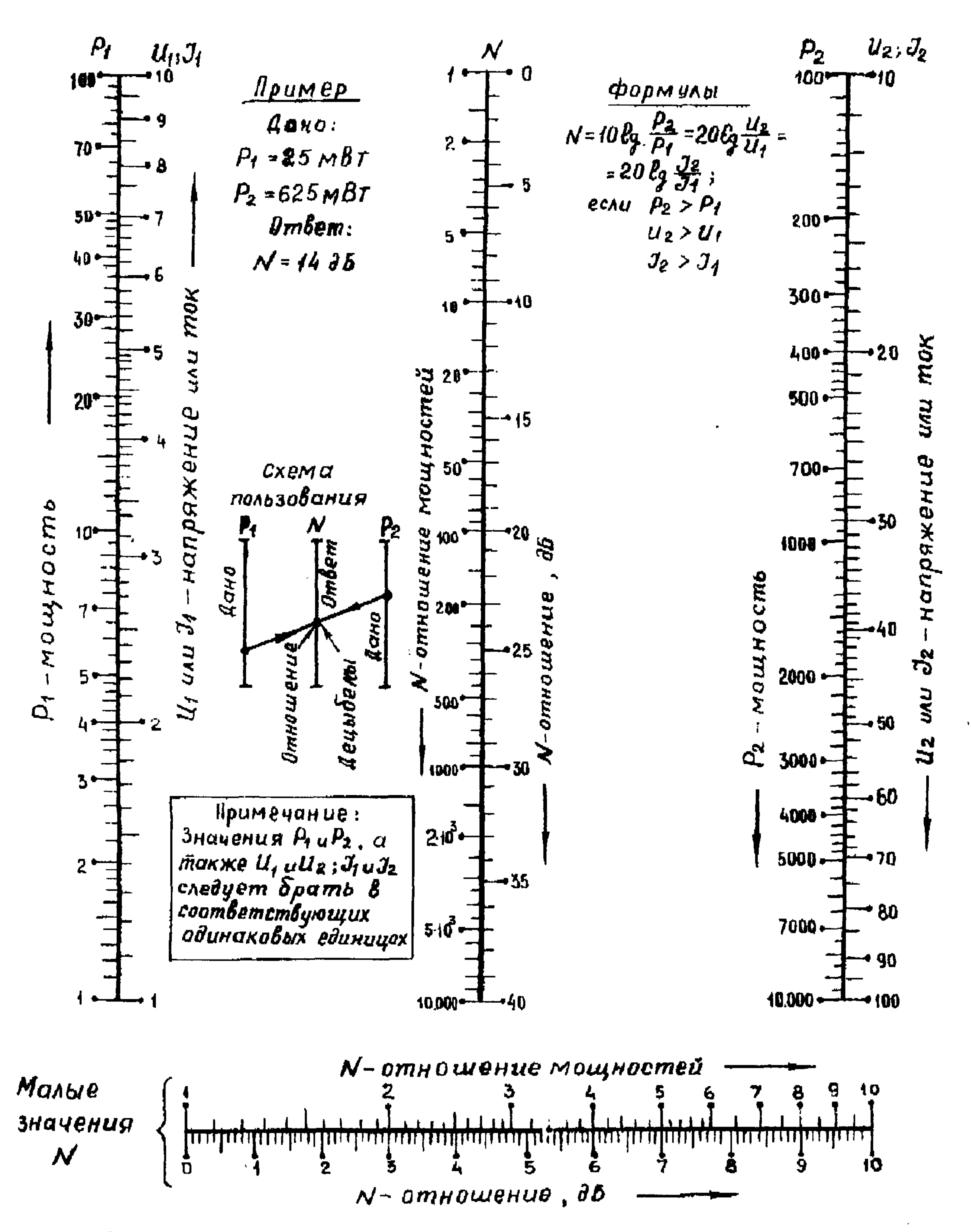
f (ГГц)	λ (см)	f (МГц)	λ (м)	f (МГц)	λ (м)
300	0,1	1000	0,3	3	100
100	0,3	300	0,1	1	300
30	1	100	3	0,3	1000
10	3	30	10	0,1	3000
3	10	10	30	0,03	10000

Номограмма 1. Частота и длина волны

НОМОГРАММА № 3. Электрическая длина линии.

Электрическая длина линии передачи определяется отношением ее геометрической длины l к длине волны λ. Она может выражаться как в градусной, так и в радианной мере. Величины связаны формулой

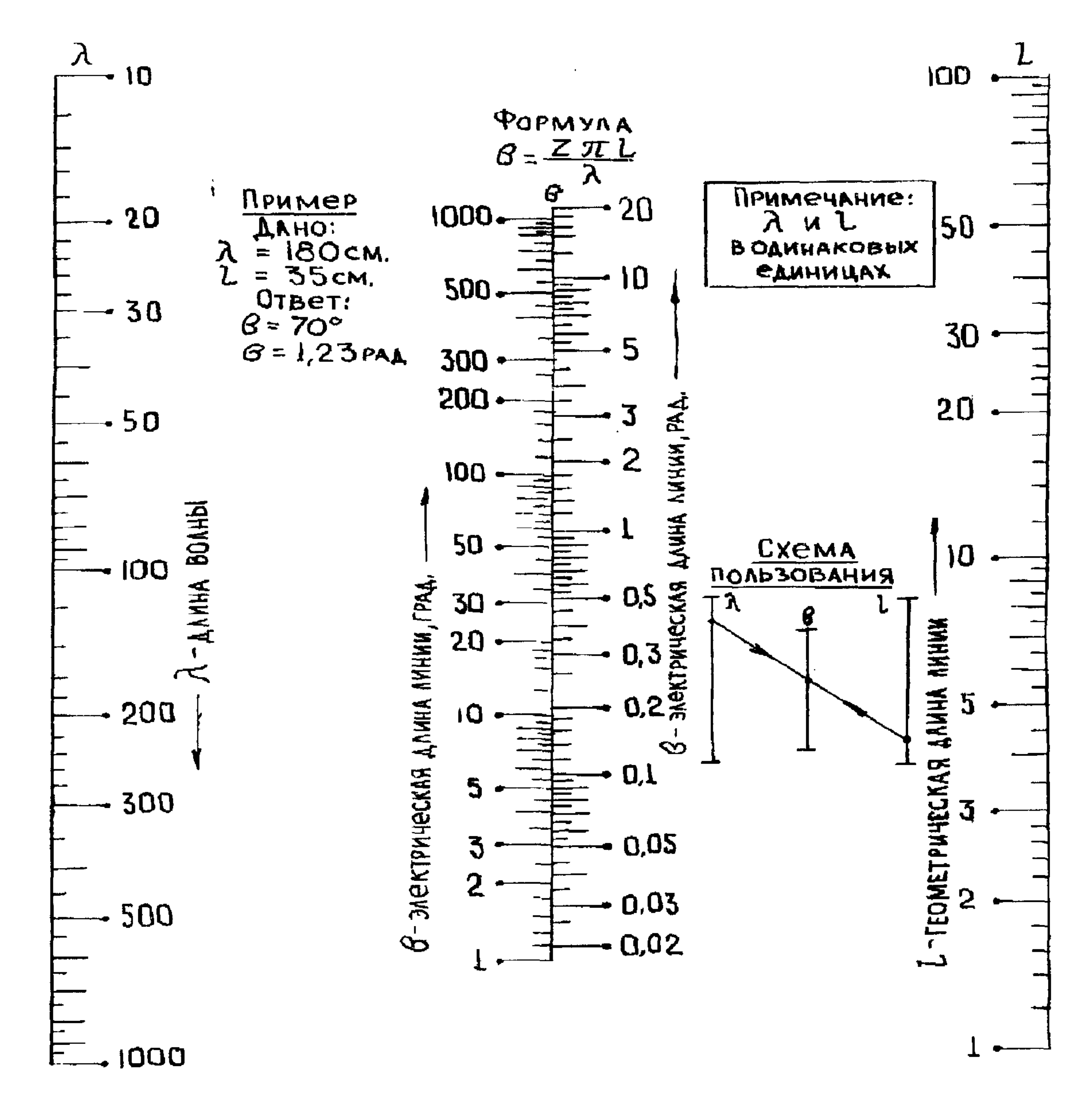
$$\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda}. \qquad (3.98)$$



Номограмма 2. Отношения величин в децибелах.

При вычислении электрической длины линии θ на соответствующих шкалах номограммы № 3 величины следует брать в одинаковых единицах.

Пример. При геометрической длине двухпроводного фидера l =35 см, на волне λ=180 см его электрическая длина θ составляет θ =1,23 рад (или θ=70°).



Номограмма 3. Электрическая длина линии.

НОМОГРАММА № 4. Глубина проникновения высокочастотных токов.

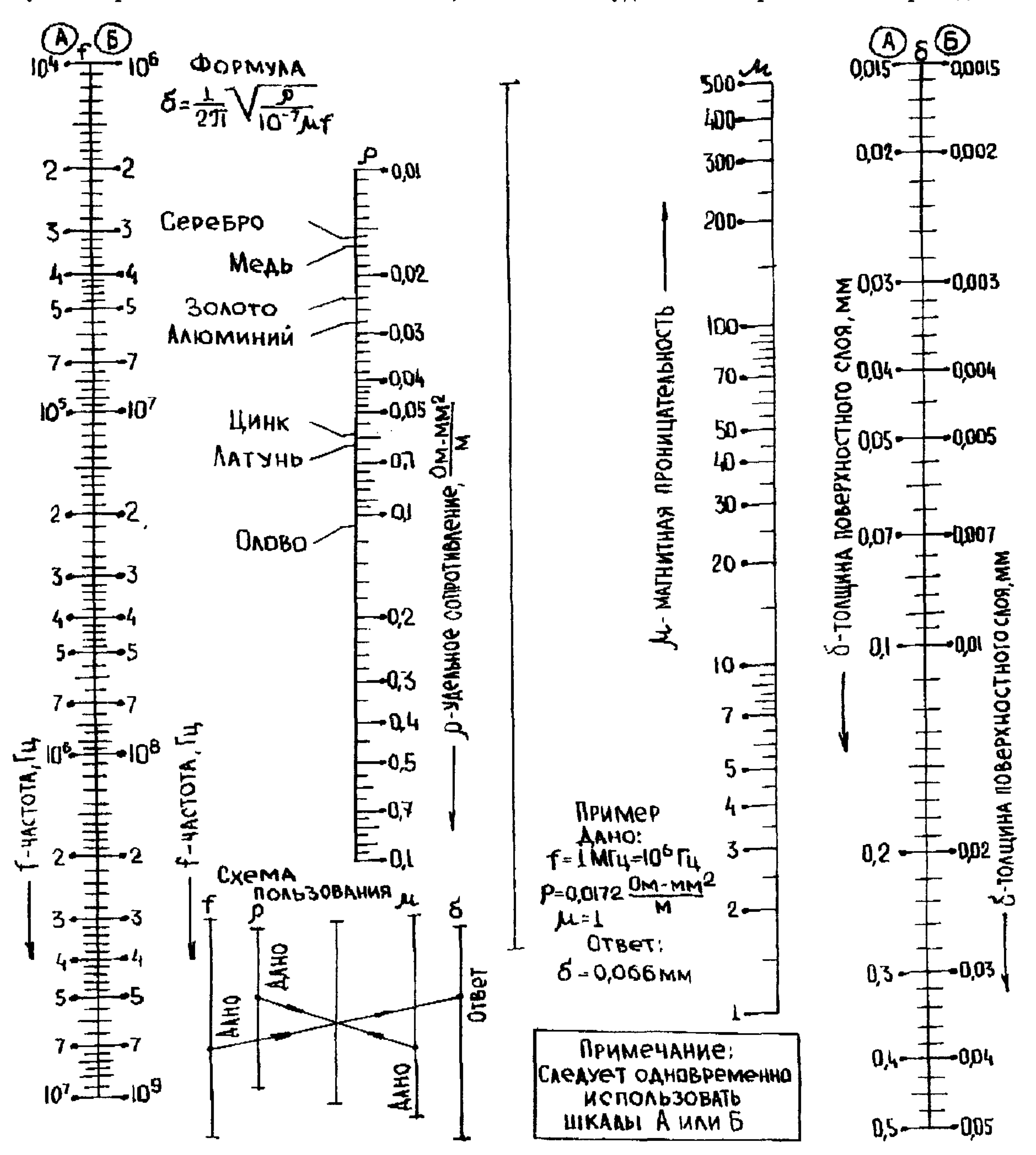
Как известно, электромагнитное поле наводит в проводниках высокочастотные токи, которые оттесняются полем к поверхности. Плотность тока максимальна на поверхности и убывает перпендикулярно к поверхности при углублении в проводках. При расчете высокочастотных потерь в проводниках условно помечают, что ток имеет постоянную плотность и протекает в тонком поверхностном слое. Толщина этого слоя определяется глубиной, на которой плотность тока уменьшается в e=2,3 раза, т.е. уменьшается до значения составляющего около 37% плотности тока у поверхности. Глубина проникания тока (толщина поверхностного слоя) выражается следующей формулой справедливой для всех веществ с гладкой поверхностью:

$$\delta=\sqrt{\frac{2\rho}{\mu_1\pi f}} \qquad (3.99)$$

Подставив в (3.98), значение $\mu_1 = 4\pi\mu\cdot10^{-7}$ Г/м, получим:

$$\delta = \frac{\sqrt{\rho}}{2\pi\sqrt{10^{-7}\mu f}} \qquad (3.100)$$

здесь δ - толщина поверхностного слоя, м; f - частота, Гц; ρ - удельное сопротивление проводника , Ом·м; μ - относительная магнитная проницаемость. Как видно из формулы, глубина проникания токов тем меньше, чем меньше удельное сопротивление проводника.



Номограмма 4. Глубина проникновения высокочастотных токов.

При увеличении μ глубина проникания уменьшается, однако этот эффект обычно перекрывается плохой проводимостью материалов с высоким значением μ .

НОМОГРАММА № 5. Длина волны в диэлектрике.

Длина волны в свободном пространстве λ отличается от длины волны в диэлектрике λ_ε. Чем больше относительная диэлектрическая проницаемость ε, тем короче волна в диэлектрике. Эта связь выражается зависимостью



$$\lambda_{\varepsilon} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}}. \qquad (3.101)$$

Номограмма 5. Длина волны в диэлектрике.

При этом предполагается, что диэлектрик не обладает магнитными свойствами, т.е. μ =1.

По формуле (3.101) построена номограмма № 5. При пользовании номограммой величины на шкалах λ и λ_{ε} следует брать в одинаковых единицах.

Пример. Длина волны в свободном пространстве λ=37 см. В полиэтилене (ε ≈2,2) она уменьшается до значения λ_{ε}=25 см.

НОМОГРАММА № 6. Затухание в линии передачи

Для линии с волновым сопротивлением z_0, имеющей погонное активное сопротивление металла проводников $R_{\sim}$, затухание на единицу длины

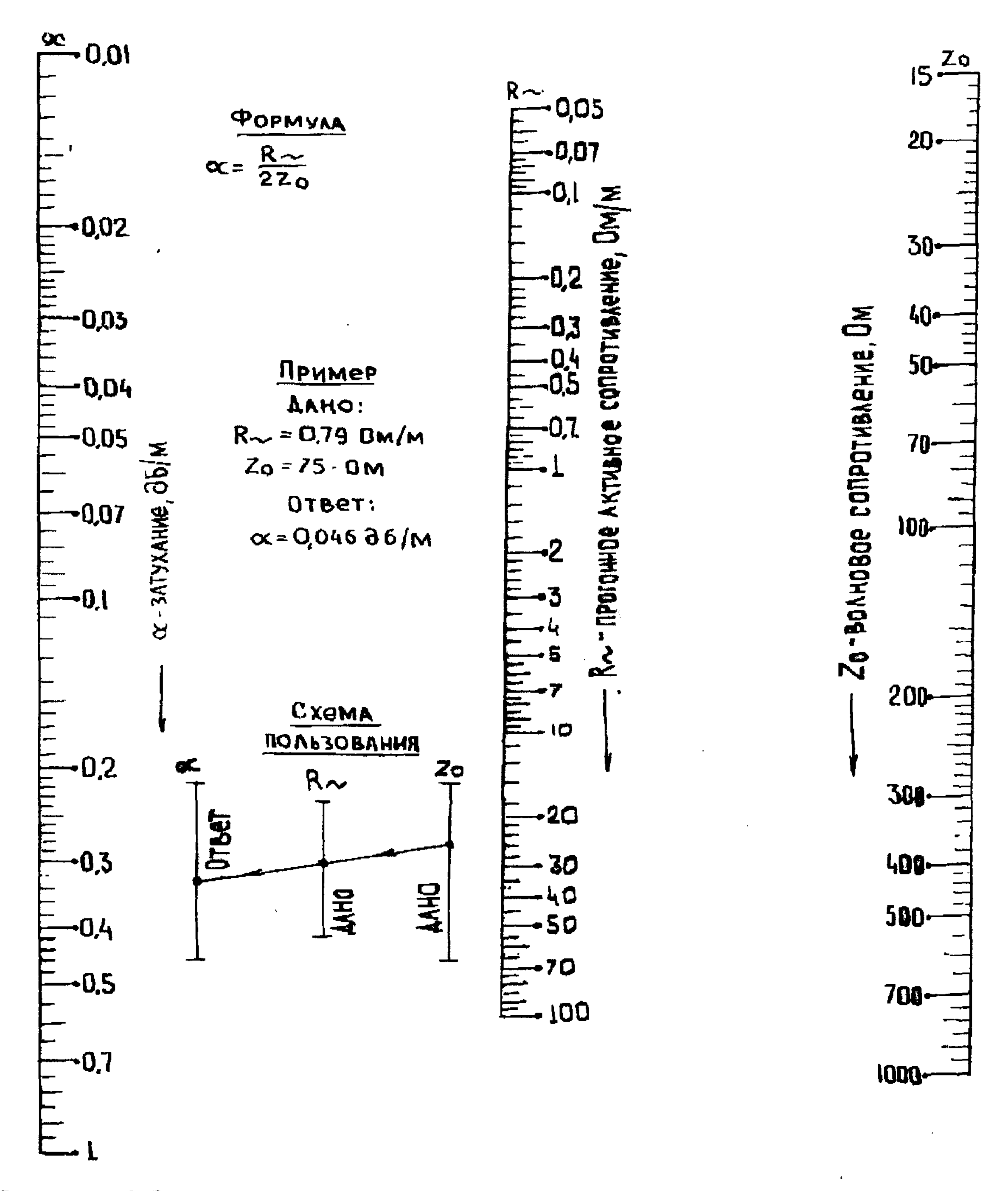
$$\alpha \approx \frac{R_{\sim}}{2z_0}, \text{ неп/ед. длины.} \qquad (3.102)$$

По этой формуле построена номограмма № 6.

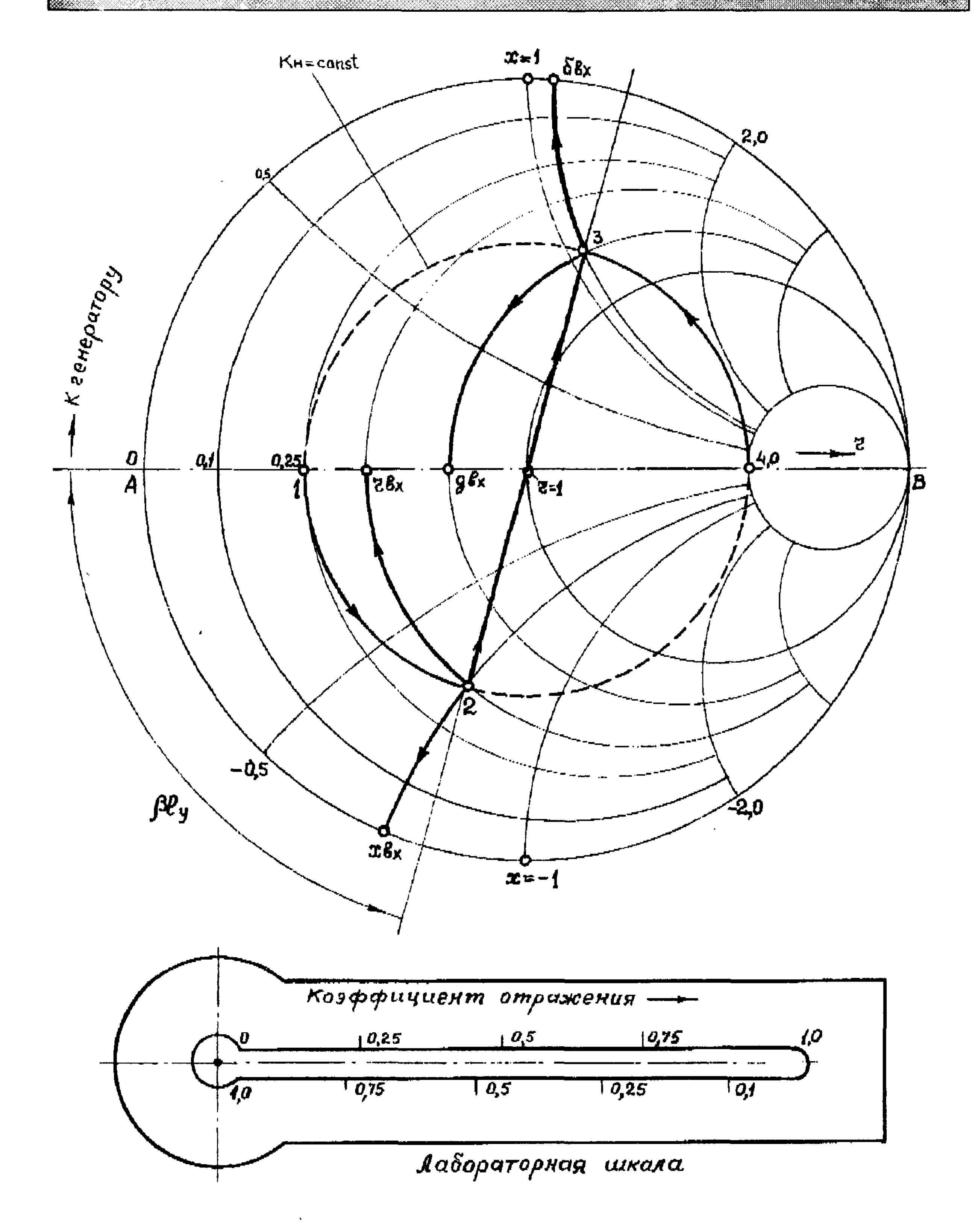
Пример. Кабель с волновым сопротивлением z_0=75 Ом и погонным сопротивлением $R_\sim$=0,79 Ом/м (имеет затухание α=0,046 дБ/м).

НОМОГРАММА № 7. Круговая номограмма для линий передачи (номограмма Вольперта).

В инженерной и радиолюбительской практике при пересчетах сопротивлений и проводимостей в отрезках линий передачи удобно использовать круговую номограмму, предложенную в 1939 г. ученым А.П.Вольпертом. Основу для построения круговой номограммы составляют формулы для коэффициента отражения и для трансформации сопротивлений . Коэффициент отражения на круговой номограмме изображается в полярной системе координат, причем радиусу соответствует модуль коэффициента отражения, а полярному углу φ - удвоенное электрическое расстояние вдоль линии передачи, т.е. фазовый угол отражения $\varphi=2\beta l$. Для пассивных устройств модуль коэффициента отражения не превышает единицы,



Номограмма 6. Затухание в линии передачи.



Номограмма 7. Круговая номограмма

поэтому номограмма ограничена внешней окружностью единичного радиуса $|\rho|=1$. Центр номограммы соответствует нулевому коэффициенту отражения. Электрическая длина отсчитывается на номограмме в виде углов поворота радиуса-вектора, вращающегося вокруг центра номограммы. Повороту по часовой стрелке соответствует перемещение наблюдаемого сечения в линии передачи в сторону генератора. Полный оборот соответствует полуволновому расстоянию вдоль линии. Четвертьволновое расстояние определяется полови-

ной оборота. Линии постоянных фаз коэффициента отражения, т.е. радиусы, на номограмме обычно не изображают, а вместо линий постоянных модулей коэффициента отражения наносят штриховые концентрические окружности постоянных КБВ. Часто круговая номограмма дополняется поворотной радиальной шкалой, на которую наряду с делениями КБВ или КСВ наносят также деления модуля коэффициента отражения. Такая шкала изображена отдельно (см. выше).

Кроме полярных координат для коэффициента отражения и КБВ при построении круговой номограммы используется вторая координатная сетка, образуемая пересечением системы линий постоянных нормированных активных сопротивлений (или активных проводимостей g) и системы линий постоянных нормированных реактивных сопротивлений x (или проводимостей b). Линии постоянных r являются окружностями радиусами $1/(1+r)$ с центрами, расположенными на горизонтальной оси симметрии. Все окружности постоянных r соприкасаются между собой в точке B номограммы 7. Характерной является окружность r=1, проходящая через центр номограммы. Линии постоянных x являются также окружностями, их радиусы равны $1/x$, а центры располагаются на вертикальной прямой, проходящей через точку B. Линии отрицательных значений x лежат в нижней половине номограммы, а линии положительных значений x в верхней. На горизонтальной оси симметрии номограммы реактивные сопротивления равны нулю.

Пример. Использование круговой номограммы при измерениях параметров нагрузки методом Татаринова. Пусть КБВ нагрузки равен 0,25, а $l_У$ =0,11$\lambda_В$, т.е. $\beta l_У \approx 40°$. Определение сопротивлений $z_{вх}$ или проводимости нагрузки $y_{вх}$ по круговой номограмме состоит из таких последовательных действий.

1. На номограмме сопротивлений на участке горизонтальной оси от точки короткого замыкания A до центра (это область расположения узлов напряжения на линии) находят точку сопротивления, соответствующую узлу при измеренном значении КБВ (точка *1*). В этой точке $r_у$ =0,25.

2. По окружности постоянного $K_н$=0,25 осуществляют перемещение по номограмме из точки узла 1 в точку нагрузки 2 жирные линии на рис., находящуюся на электрическом расстоянии $\beta l_У$=40°. Перемещение происходит против часовой стрелки (к нагрузке), т.к. нагрузка находится дальше от генератора, чем узел напряжения.

3. По линиям постоянных r и x, проходящим через точку нагрузки 2, отсчитывают на соответствующих шкалах значения вещественной и мнимой составляющих сопротивлений. В рассматриваемом примере это дает $z_{вх} \approx 0{,}40 - j \cdot 0{,}74$.

4. Чтобы найти полную нормированную проводимость этой же нагрузки, следует использовать свойство четвертьволнового трансформатора преобразовывать сопротивление нагрузки $z_{вх}$ в величину $1/z_{вх}$, численно равную проводимости. Производя перемещение от точки сопротивления нагрузки 2 по окружности постоянного $K_н$=0,25 на четвертьволновое расстояние, попадаем в диаметрально противоположную точку *3*, координаты которой дают проводимость $0{,}56+j \cdot 1{,}04$.

5. Проводимость нагрузки можно найти и иначе, если сразу прибегнуть к *номограмме проводимостей*. Единственное отличие этой номограммы от номограммы сопротивлений состоит в том, что узлам распределения напряжения на линии соответствует правая половина горизонтальной оси номограммы от центр до точки B короткого замыкания (где $g \to \infty$). Узлу напряжения на измерительной линии при $K_н$=0,25 соответствует проводимость $Y_y = 1/K_н$ =$1/K_н$=4,0, находящаяся естественно, на окружности $K_н$=0,25. Производя перемещение по этой окружности от точки узла на электрическое расстояние $\beta l_У$=40° к генератору, находим ту же точку *3*, дающую проводимость нагрузки.

Узкополосное согласование в линиях передачи.

Было установлено, что оптимальным является согласованный режим линии (K=1). Этот режим обеспечивают, применяя согласующие устройства, которые из соображений получения высокого КПД тракта выполняют из реактивных элементов без омических потерь.

Рассмотрим так называемое *узкополосное согласование*, при котором режим бегущей волны достигается на единственной расчетной частоте. При отклонении частоты от расчетной возникает рассогласование и наблюдается снижение КБВ. Характерная частотная зависимость КБВ при узкополосном согласовании показана на рис. 3.80. Полоса частот, для которых КБВ превышает установленное допустимое значение $K_{\min}$ (например, 0,8), называется *полосой частот согласования* Δf_c. При узкополосном согласовании полоса частот не контролируется при расчете номиналов элементов согласующего устройства и определяется путем поверочного расчета или экспериментально лишь после нахождения номиналов согласующих элементов.

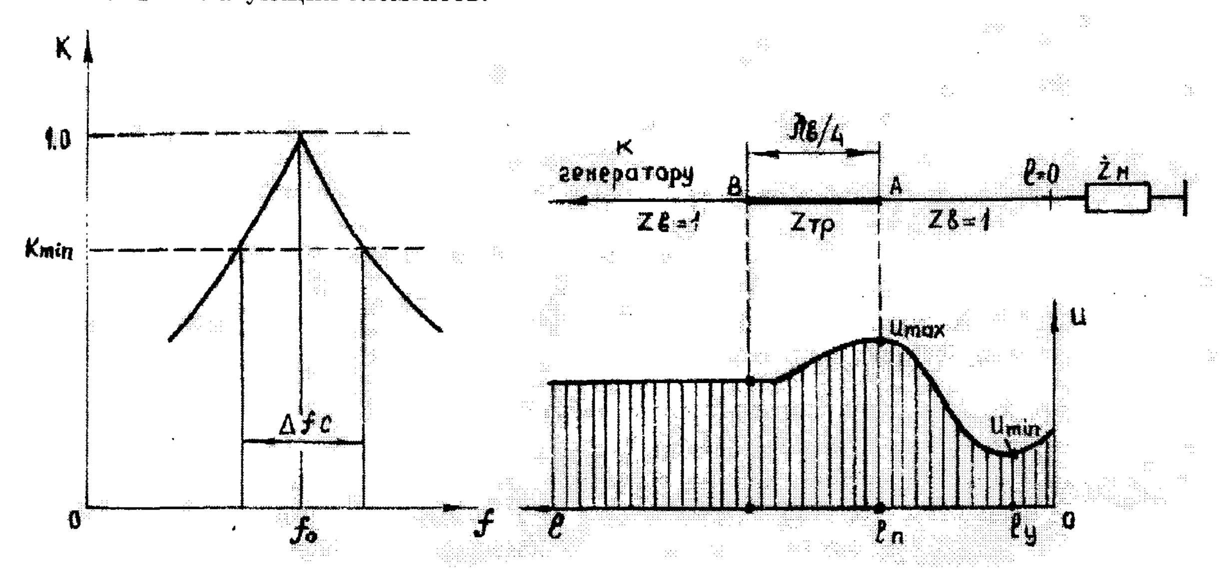


Рис. 3.80. Зависимость КБВ от частоты при узкополосном согласовании

Рис. 3.81. Согласование нагрузки четвертьволновым трансформатором

Следует подчеркнуть, что именно это и дает основание употреблять термин *узкополосное согласование*. Альтернативой узкополосному согласованию является так называемое *широкополосное согласование*, при котором номиналы согласующих элементов определяются из условий достижения максимальной полосы частот согласования. При широкополосном согласовании требование достижения единичного значения КБВ на расчетной полосе не предъявляется и не может служить основанием к расчету номиналов согласующих элементов. Относительное значение достигаемой полосы согласования $\Delta f_c/f_0$, где f_0 - расчетная частота, зависит от частотных свойств нагрузки и согласующих элементов, а также от допустимого значения КБВ $K_{\min}$. Значение $\Delta f_c/f_0$ может находиться в очень широких пределах (от сотых долей процента до нескольких октав) и не имеет прямого отношения к термину "узкополосное согласование". При узкополосном согласовании достаточно скомпенсировать отражение от нагрузки на выбранной частоте, внося в линию добавочное отражение. При этом для расширения полосы согласования надо стремиться уменьшить длину согласующего устройства и расположить его как можно ближе к нагрузке. Тогда при отклонении частоты от расчетной изменение электрических длин в согласующем устройстве будет наименьшим и рассогласование с изменением частоты будет нарастать медленнее. При узкополосном согласовании обычно используют трансформаторы в виде отрезков линий передачи с измененным волновым сопротивлением, а также сосредоточенные реактивности (например, шлейфы, диафрагмы), располагаемые в нужном сечении линии передачи.

Пример 1. **Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора.**

Схема такого согласования показана на рис. 3.81. Трансформатор длиной $\lambda_в/4$ с волновым сопротивлением $z_{тр}$ не равно 1 занимает участок тракта AB. На выходе трансформатора в точке B полное сопротивление на расчетной частоте должно быть равно единице (это условие согласования). Тогда нормированное сопротивление на входе трансформатора в точке A также должно быть чисто активным и равным $r_A = z^2_{тр}$. Поэтому точка A долж-

на обязательно располагаться либо в узле, либо в пучности продольного распределения напряжения. Именно второй случай и показан на рис. 3.81.

Активное сопротивление в узле распределения напряжения на линии равно КБВ нагрузки $K_н$. Полагая $r_A = K_н$, получаем требуемое волновое сопротивление трансформатора $z_{тр} = \sqrt{K_н}$.

В альтернативном случае расположения точки A трансформатора в пучности распределения напряжения (где сопротивление активно равно $1/K_н$ требуемое волновое сопротивление трансформатора составит $z_{тр} = 1/\sqrt{K_н}$.

Таким образом, при согласовании в узле требуется пониженное волновое сопротивление трансформатора, а при согласовании в пучности - повышенное. Выбор одного из этих вариантов осуществляют исходя из конструктивных возможностей получения того или иного значения волнового сопротивления при деформации поперечного сечения линии передачи. При согласовании четвертьволновым трансформатором КБВ в линии изменяется следующим образом: от нагрузки до точки включения трансформатора он сохраняется равным $K_н$ вдоль трансформатора увеличивается и становится равным $\sqrt{K_н}$ и от выхода трансформатора до генератора K=1. Некоторым недостатком согласующего трансформатора является трудность осуществления подстройки после изготовления.

Пример 2. **Согласование с помощью сосредоточенных реактивностей**. Этот способ был разработан в 1931 г. В. В. Татариновым и широко применяется во всех диапазонах длин волн - от средних до миллиметровых. Схемы замещения для последовательной и параллельной реактивностей показаны на рис. 3. 82. Для настройки на режим бегущей волны в каждой схеме следует выбрать место включения и ее номинал. Проще всего это сделать с помощью круговой номограммы Вольперта.

Последовательная компенсирующая реактивность $jx_{ком}$ (рис. 3.82, *а*) должна быть вклю-чена в такое сечение линии l_x, где вещественная часть полного сопротивления точно равна единице. Мнимая часть сопротивления в этой точке в сумме с $x_{ком}$ может быть сделана равной нулю, что и обеспечивает идеальное согласование на расчетной частоте. Следовательно, надо нанести на круговую номограмму полное сопротивление нагрузки $z_н$ (пусть это будет точка *1* на рис. 3.83) и, осуществляя перемещение по соответствующей окружности постоянного КБВ (жирная линия на рис. 3.83), найти на этой окружности точку пересечения с линией постоянного активного сопротивления r=1, т.е. точку *2*. Угловое расстояние βl_x между точками 1 и 2 на рис. 3.83 определяет нужное место включения последовательной реактивности.

Реактивное сопротивление в точке *2* с противоположным знаком определит требуемую компенсирующую реактивность $x_{ком} = - x_2$. После добавления такой реактивности полное сопротивление в точке *2* изменяется и становится равным единице, что соответствует перемещению на круговой номограмме по окружности r=1 в точку идеального согласования *4*.

Кроме точки *2* существует еще одна точка пересечения окружности постоянного КБВ нагрузки с линией единичного активного сопротивления - это точка *3*. Но точка *3* находится дальше от нагрузки на дополнительное расстояние и поэтому при компенсации реактивности в точке *3* следует ожидать сужения полосы согласования. Однако в точке *3* для компенсации требуется реактивность другого знака, а это может оказаться предпочтительным по конструктивным соображениям.

Случай *параллельной компенсирующей реактивности* (рис. 3.82, *б*) может быт рассмотрен аналогичным образом. Однако вместо круговой номограммы сопротивлений нужно использовать круговую номограмму проводимостей.

Из рассматриваемых примеров следует, что в *узкополосных согласующих устройствах в принципе достаточны две регулируемые степени свободы* (вместо включения четвертьволнового трансформатора и его волновое сопротивление, вместо включения реактивности в номинал). Для одной и той же нагрузки могут быть использованы различные схемы узкополосных согласующих устройств. Выбор наилучшей схемы осуществляется с учетом обеспечиваемой в каждом варианте полосы частот согласования, а также конструктивных ограничений на номиналы согласующих элементов.

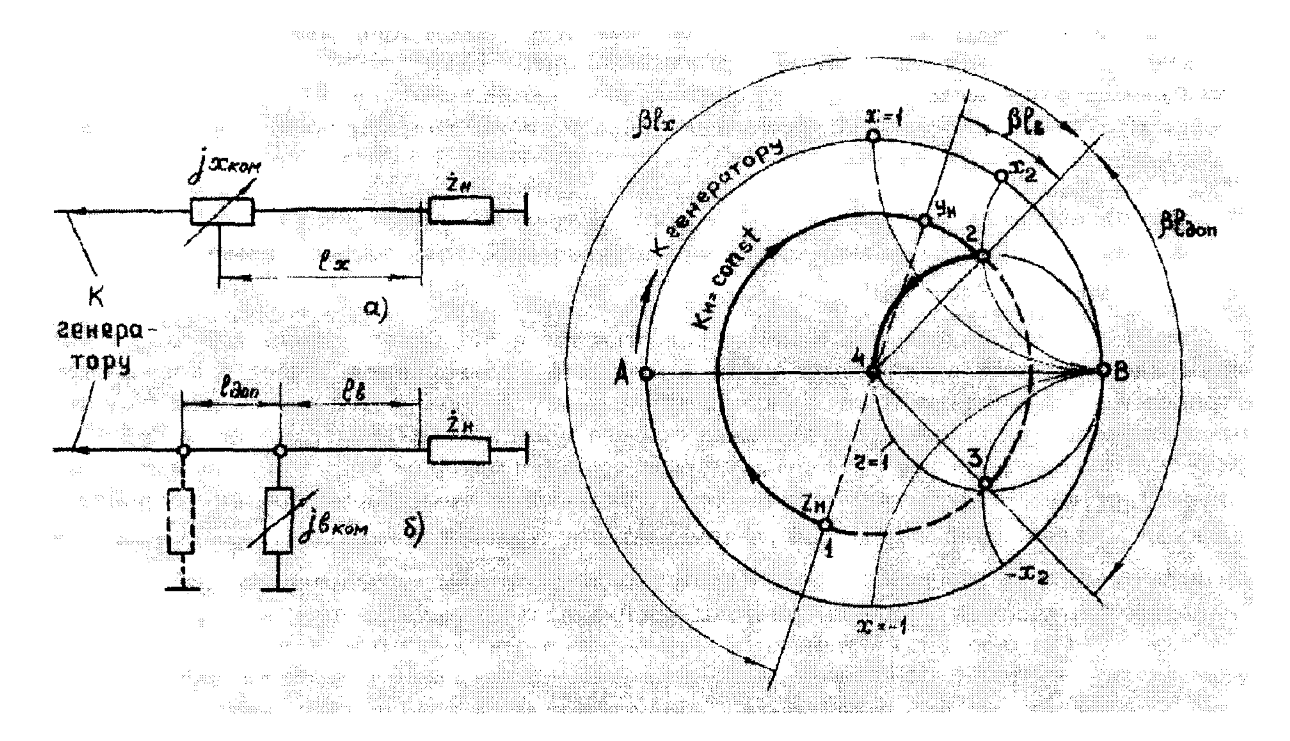


Рис. 3.82. Согласование нагрузки сосредоточенными последовательной (*а*) и параллельной (*б*) реактивностями

Рис. 3.83. К расчету согласующих схем с подвижными сосредоточенными реактивностями

НОМОГРАММА № 8 . Волновое сопротивление коаксиальной линии.

Волновое сопротивление коаксиальной линии, конструктивно выполненной в виде однородной металлической трубы со сплошным внутренним проводником и воздушным диэлектриком рассчитывается в омах по формуле:

$$z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (3.103)$$

где D - внутренний диаметр наружного проводника; d - диаметр внутреннего проводника, выраженные в одинаковых единицах.

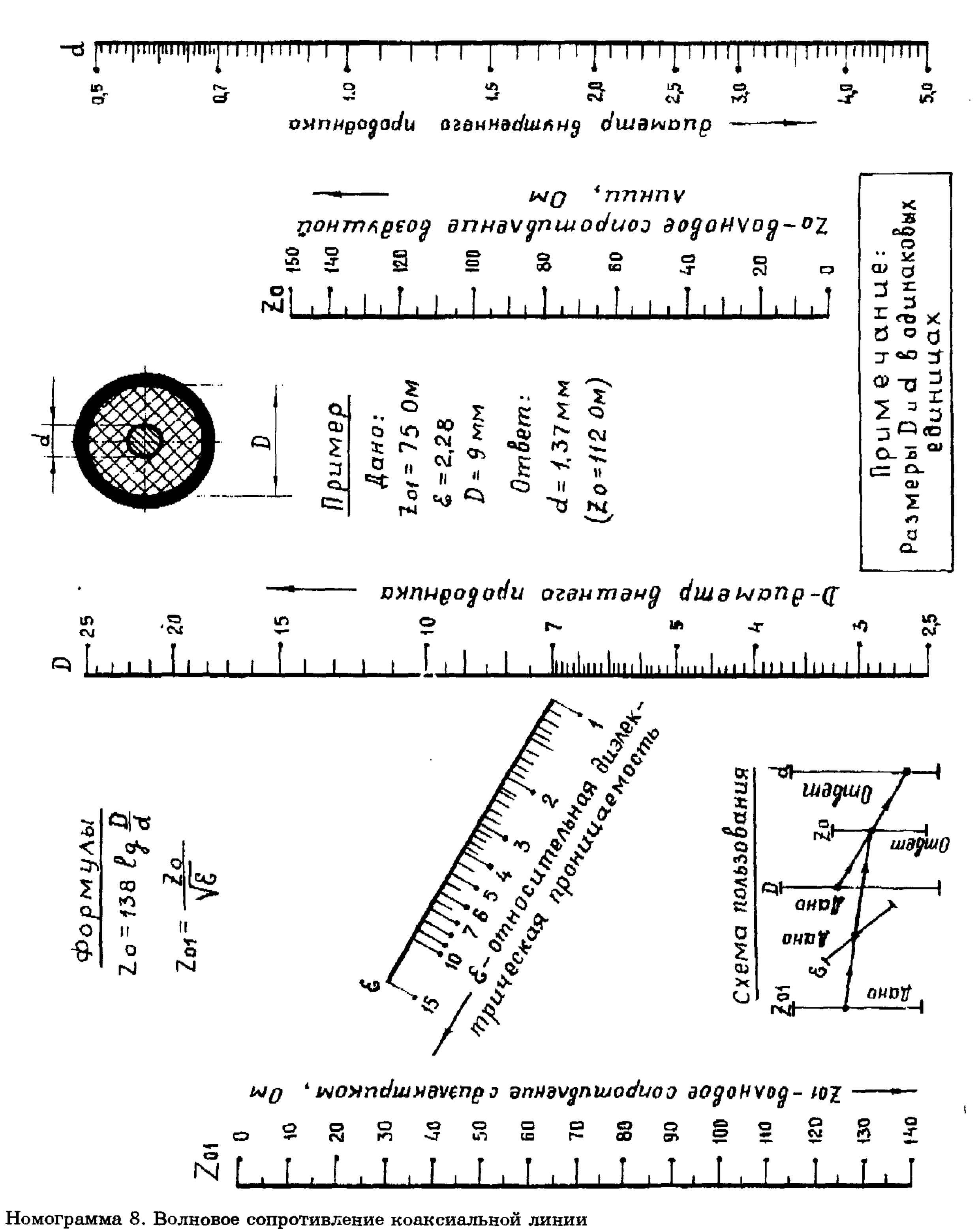
Коаксиальная линия, заполненная диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε, имеет меньшее волновое сопротивление по сравнению с воздушной коаксиальной линией тех же размеров:

$$z_{01} = \frac{z_0}{\sqrt{\varepsilon}} \qquad (3.104)$$

По формулам (3.103) и (3.104) построена номограмма №8. Она дает возможность определять волновое сопротивление воздушных линий и линий, заполненных диэлектриком, при условии, что известны геометрические размеры линий D и d и значение относительной диэлектрической проницаемости ε. Номограмма позволяет с внешним проводником в форме металлической оплетки и множительным проводником. Для этих случаев вместо размеров D и d нужно пользоваться приведенными размерами D_1- Dk_1и d_1=dk_2, где k_1и k_2 находят в таблице 3.11 .

В приближенных расчетах коэффициенты k_1 и k_2 можно не учитывать.

Как будет показано отношение диаметров коаксиальной линии определяет не только волновое сопротивление, но также и активное сопротивление проводников линии, а следовательно, затухание на единицу длины определяет оно и максимальную мощность, которая может быть передана по линии. Затухание коаксиальной линии имеет минимум при определенных соотношения D/d, которые зависят от материала проводников, при этом D принимается неизменным. Так, например, для медной коаксиальной линии затухание минимально при D/d=3,6.



Номограмма 8. Волновое сопротивление коаксиальной линии

Таблица 3.11

Количество жил во внутреннем проводнике	1	3	7	12	19	27	37
Коэффициент k_1	1,0	0,87	0,939	0,957	0,97	0,976	0,98

Таблица 3.12

Диаметр кабеля (по изоляции)	1,5	2,96	3,7	7,25	17,3
Коэффициент k_2	1,09	1,06	1,04	1,03	1,0

Пример1. Кабель изготовлен из медной трубы с внутренним диаметром D=9 мм. В качестве диэлектрика применен полиэтилен (ε =2,28). Определить какой должен быть диаметр внутреннего проводника, чтобы волновое сопротивление z_0=75 Ом. Сначала находят волновое сопротивление кабеля с воздушным заполнением. Для этого на шкалах z_{01} и ε откладывают заданные значения, а на шкале z_0 отсчитывают ответ z_0=112 Ом. Далее соединяют точки в шкалах D и z_0, и на шкале d отсчитывают искомое значение: d=1,37 мм.

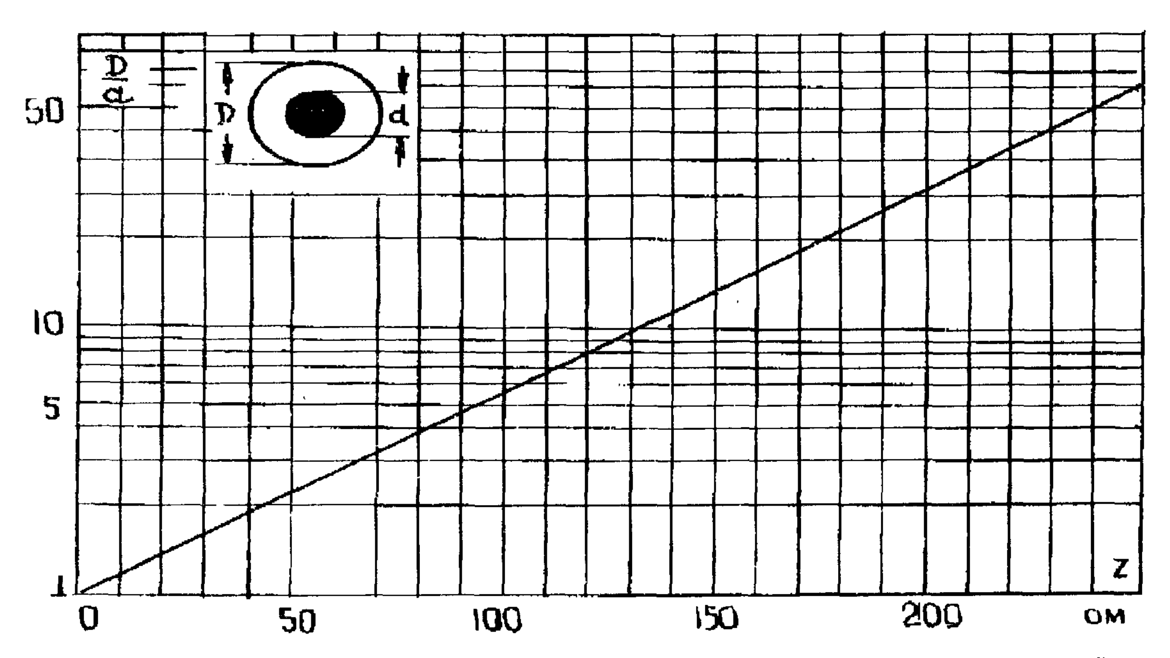
Пример 2. Вычислить волновое сопротивление кабеля РК-50-7-12 с диэлектриком из полиэтилена (ε =2,25). Внутренний проводник диаметром d=2,28 мм имеет семь скрученных жил. Диаметр кабеля (по изоляции D=7,3. Следует пользоваться приведенными значениями диаметром. Сначала из табл. 3.11 и 3.12 определяют коэффициенты k_1 =0,939 и k_2=1,03. Затем вычисляют значения d_1 и D_1:

$d_1 = k_1 d$ = 2,28·0,932 = 2,14 мм;

$D_1 = k_2 D$ = 1,03·7,3 = 7,5 мм.

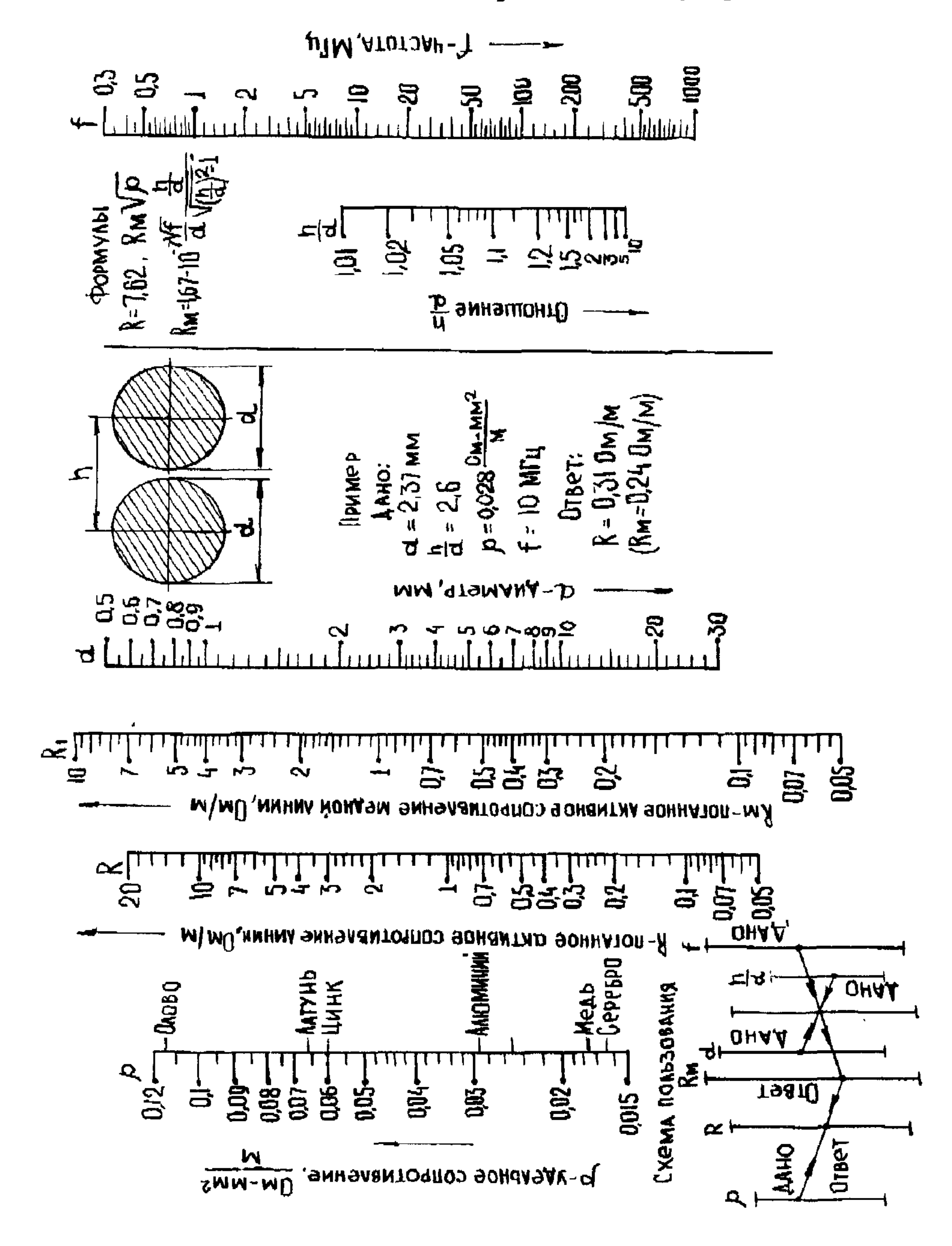
Эти значения откладывают на шкалах D и d номограммы № 8, а на шкале z_0 отсчитывают ответ: z_0=75 Ом. таким будет волновое сопротивление кабеля с заданными размерами и воздушным диэлектриком. Проведя прямую через точку z_0=75 на шкале и точку ε = 2,25 на соответствующей шкале, на левой шкале номограммы отсчитывают волновое сопротивление кабеля с диэлектриком из полиэтилена z_{01}=50 Ом.

НОМОГРАММА № 9. Активное сопротивление коаксиальной линии.



Номограмма 9. Волновое сопротивление Z концентрической линии с воздушной изоляцией в зависимости от отношения D/d.

НОМОГРАММА № 10. Активное сопротивление двухпроводной линии.



Номограмма 10. Активное сопротивление двухпроводной линии.

Для симметричной двухпроводной линии с достаточной для практики точностью можно считать, что активное погонное сопротивление зависит от материала проводников, их размеров и толщины поверхностного слоя, по которому протекают высокочастотные токи. Это сопротивление определяется приближенной формулой, Ом/м.

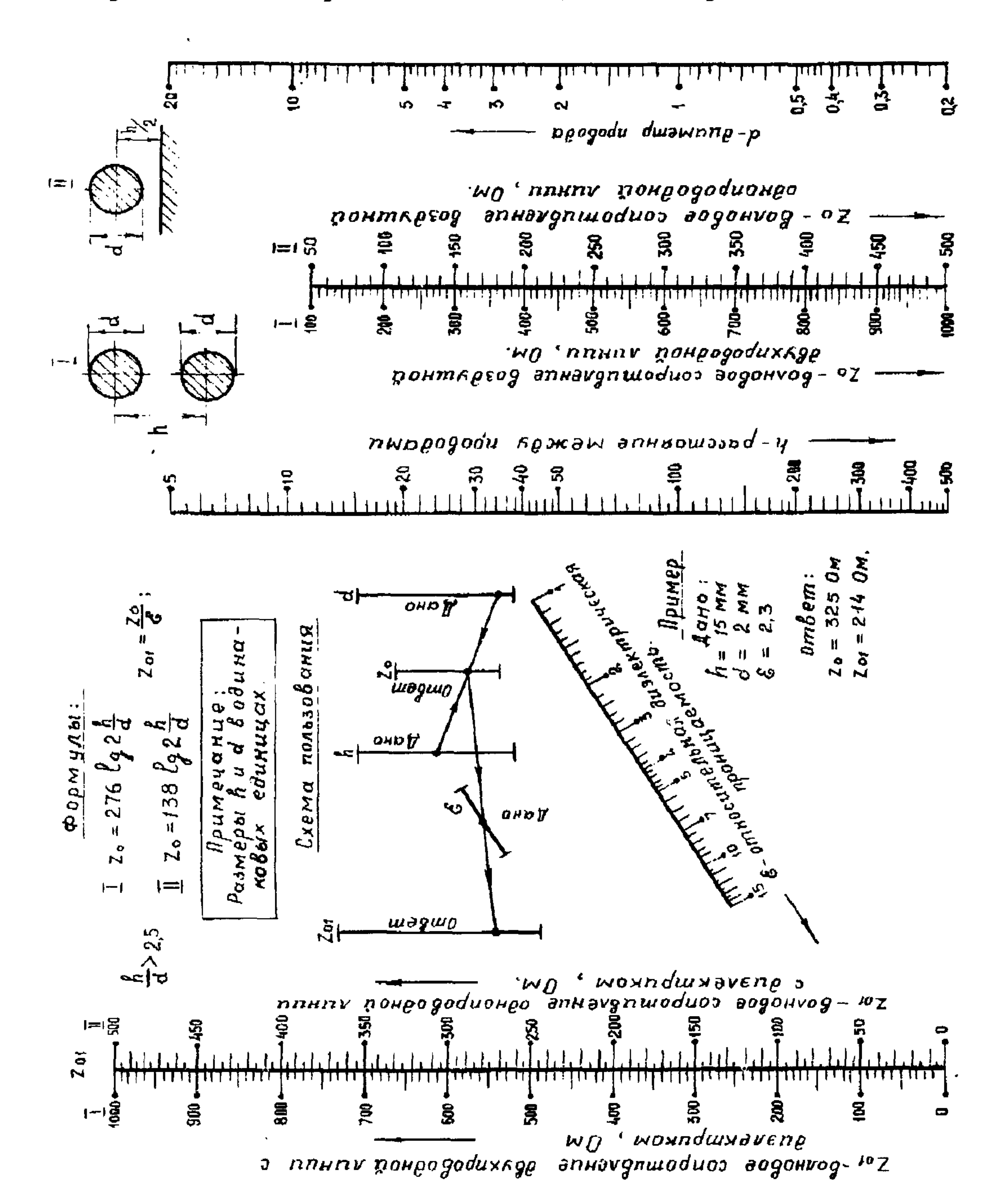
$$R = \frac{2R_{\sim}}{\pi d}\,\frac{\frac{h}{d}}{\sqrt{\left(\frac{h}{d}\right)^2 - 1}},\quad \text{где } R_{\sim} = 2\pi\sqrt{\mu\rho\cdot 10^{-7}}. \qquad (3.106)$$

где μ - относительная магнитная проницаемость; $R_{\sim}$ - сопротивление поверхностного слоя, Ом/м; d - диаметр проводника, м; h - осевое расстояние между проводниками, м; f - частота Гц; ρ - удельное сопротивление проводников, Ом·м.

Номограмма позволяет по заданным значением d, h/d, и f находить сначала сопротивление медной линии $R_м$, а затем по заданному ρ, находить R.

Пример. Активное сопротивление алюминиевой линии ρ=0,028 Ом·мм^2/м с диаметром проводников d=2,37 мм и осевым расстоянием h=6,15 мм (т.е. h/d=2,6) на частоте f=10 МГц составляет R=0,31 Ом/м. Если бы линия была медной, ее сопротивление было $R_м$=0,24 Ом/м.

НОМОГРАММА № 11. Волновое сопротивление открытой двухпроводной линии. Волновое сопротивление однопроводной линии над плоским экраном.



Номограмма 11. Волновое сопротивление открытой двухпроводной линии. Волновое сопротивление однопроводной линии над плоским экраном.

Волновое сопротивление открытой двухпроводной симметричной линии в воздушной среде определяется по приближенной формуле

$$z_0 \approx 276 \lg 2\frac{h}{d} \qquad (3.107)$$

справедливой для случая h/d >2,5. Здесь d - проводников; h - расстояние между осями проводников. При этом d и h должны быть выражены в одинаковых единицах.

Если двухпроводная линия помещена в среду с относительной диэлектрической проницаемостью ε, отличной от единицы, то ее волновое сопротивление связано с волновым сопротивлением воздушной линии формулой (3.104).

Следует заметить, что как и для коаксиальной линии, для двухпроводной линии также справедливо отношение h/d, при котором затухание линии минимально. Это отношение равно 2,3.

Волновое сопротивление однопроводной линии, расположенной на расстоянии $h/2$ над плоским экраном, определяется формулой, также справедливой для h/d >2,5:

$$z_0 = 138 \lg 2\frac{h}{d}. \quad (3.108)$$

Расстояние центра проводника от плоского экрана, равное $h/2$, принято для того, чтобы можно было использовать номограмму для симметричной двухпроводной линии. Если среда имеет относительную диэлектрическую проницаемость ε, отличную от единицы, то волновое сопротивление рассчитывают по формуле (3.104).

По формулам (3.104 - 3.108) построена номограмма № 11. Для нахождения z_0 откладывают заданные значения на шкалах h и d и точки соединяют воздушной линией. По этой же шкале определяют волновое сопротивление однопроводной линии над плоским экраном. Для нахождения волнового сопротивления двухпроводной линии (также и для однопроводной линии) в среде с $\varepsilon \neq 1$ используют шкалы z_{01}, ε и z_0.

НОМОГРАММА № 12 . Согласующие шлейфы в линии передачи.

Включение в линию передачи параллельно короткозамкнутого шлейфа позволяет осуществить согласование линии с нагрузкой при неравенстве волнового сопротивления линии и сопротивления нагрузки. Номограмма соответствует случаю, когда короткозамкнутый шлейф имеет длину менее четверти волны и включен в линию вблизи нагрузки. Предполагается, что волновое сопротивление линии и волновое сопротивление шлейфа равны. Номограмма позволяет определить длину короткозамкнутого шлейфа и место его включения. На номограмме показана схема включения шлейфа в линию, нагруженную на сопротивление $z_н$. Теория линий передачи дает формулы для расчета, по которым построена номограмма:

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{z_н}{z_0}}; \qquad l_2' = \frac{\lambda}{2\pi}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{z_н z_0}}{z_н - z_0}; \quad (3.109); (3.110)$$

$$l_1' = \frac{\lambda}{2} - l_1; \quad l_2 = \frac{\lambda}{2} - l_2'; \quad l_1 + l_1' = l_2 + l_2' = \frac{\lambda}{2}, \quad (3.111); (3.112); (3.113)$$

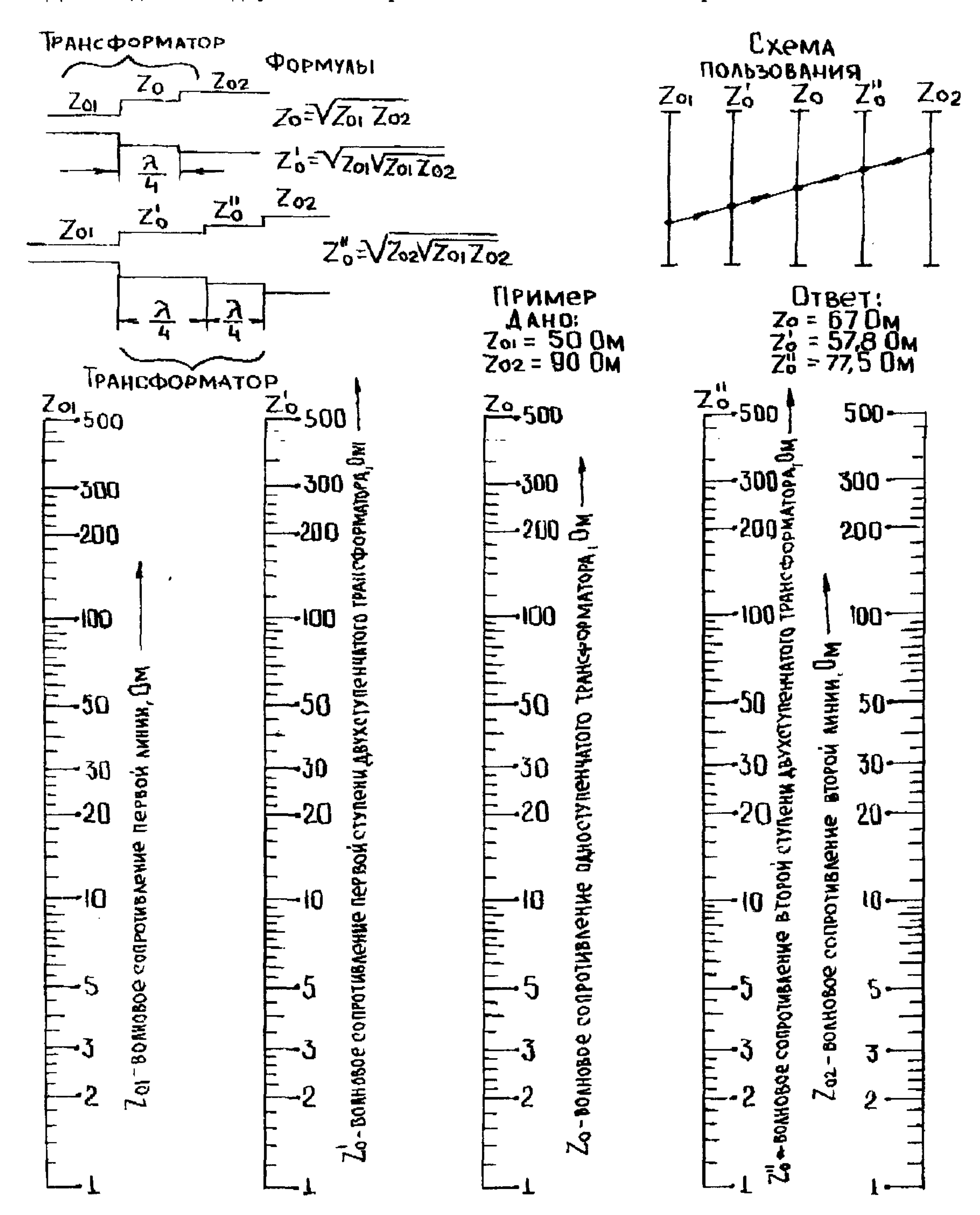
где l_1, l_2, l_1', l_2' - расстояния, указанные на номограмме; z_0 -волновое сопротивление линии, равное волновому сопротивлению шлейфа; $z_н$- сопротивление нагрузки; λ - длина волны.

Для определения размеров шлейфа и места его включения на правой шкале номограммы следует отложить значение длины волны на левой шкале - отношение сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии $z_н / z_0$. Точки соединяют прямой и на одной из средних шкал считывают ответ. Следует заметить, что для отыскания l_2' необходимо пользоваться левой частью левой шкалы номограммы, а для отыскания l_1 - правой частью левой шкалы. При этом λ и l_1, l_2, l_1', l_2' следует брать в одинаковых единицах.

Пример. Линия с волновым сопротивлением z_0=280 Ом нагружена на сопротивление $z_н$=70 Ом ($z_н / z_0$=0,25). Длина волны λ=80 см. Раз меры короткозамкнутого шлейфа и место его включения в линию (согласно рисунку на номограмме) равные: l_1=5,9 см, l_2'=7,4 см (l_1'=34,1 см и l_2=32,6 см). Как видно, возможны два варианта включения короткозамкнутого шлейфа: 1) шлейф длиной l_2=32,6 см на расстоянии l_1=5,9 см от нагрузки; 2) шлейф длиной l_2' =7,4 см на расстоянии l_1' = 34,1 см от нагрузки.

НОМОГРАММА № 13. Волновое сопротивление согласующих четвертьволновых трансформаторов.

Для соединения двух линий с различными волновыми сопротивлениями или линии с



Номограмма 13. Волновое сопротивление четвертьволновых согласующих трансформаторов

нагрузкой (при $z_0 \neq z_н$) пользуются согласующими устройствами, состоящими из четвертьволновых отрезков линий, которые позволяют получить распространение электромагнитной волны без отражений в местах соединений. Согласование достигается включением промежуточных четвертьволновых трансформаторов.

Если используется для согласования один четвертьволновый трансформатор, то его волновое сопротивление z_0 связано с согласующими сопротивлениями z_{01} и z_{02} следующим образом:

$$z_0 = \sqrt{z_{01} z_{02}} \qquad (3.114)$$

В качестве согласующих устройств можно применить и несколько четвертьволновых трансформаторов. Так, например, для двухступенчатого согласования, волновые сопротивления двух трансформаторов подсчитывают по формулам:

$$\left.\begin{aligned} z_0' &= \sqrt{z_{01}\sqrt{z_{01}z_{02}}}; \\ z_0'' &= \sqrt{z_{02}\sqrt{z_{01}z_{02}}}; \end{aligned}\right\} \qquad (3.115)$$

здесь z_0' и z_0'' - волновые сопротивления первого и второго трансформатора, а z_{01} и z_{02} - согласуемые сопротивления. Конструктивное выполнение таких согласующих устройств зависит от типа и размеров применяемых линий передачи от вида нагрузки и т.п. Широкое применение находят четвертьволновые трансформаторы в виде коаксиальных ступенчатых переходов, в которых ступеньки образуются цилиндрами различных диаметров. Для их конструирования находят значения волновых сопротивлений трансформаторов, а по ним определяют диаметры цилиндров.

Номограмма № 13 предназначена для нахождения волновых сопротивлений четвертьволновых трансформаторов. Заданные значения согласуемых сопротивлений, которые откладывают на крайних шкалах z_{01} и z_{02}, соединяют прямой. Ее пересечение со средней шкалой дает значение волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора для случая, когда согласование производится одним трансформатором. При согласовании двумя четвертьволновыми трансформаторами их волновые сопротивления находят в месте пересечения прямой двумя другими шкалами.

Пример. Согласовать коаксиальную линию (z_{01}=50 Ом) с антенной в форме полуволнового вибратора (z_{02}=72 Ом). По номограмме для одноступенчатого согласования значение волнового сопротивления трансформатора z_0 =60 Ом. Для двухступенчатого трансформатора волновые сопротивления будут равны z_0'=55 Ом и z_0''=65 Ом. Итак, между кабелем и антенной нужно включить одноступенчатый трансформатор с волновым сопротивлением z_0=60 Ом или две ступени в таком порядке : кабель (z_{01}=50 Ом) - первая ступень трансформатора (z_0' =55 Ом) - вторая ступень трансформатора (z_0''=65 Ом) - антенна (z_{02} =72 Ом).

НОМОГРАММА № 14. Экспоненциальные согласующие трансформаторы.

В ряде случаев в качестве трансформатора сопротивлений находит применение так называемая экспоненциальная линия, позволяющая осуществлять согласование в широком диапазоне частот. У экспоненциальной линии волновое сопротивление изменяется вдоль ее длины по закону

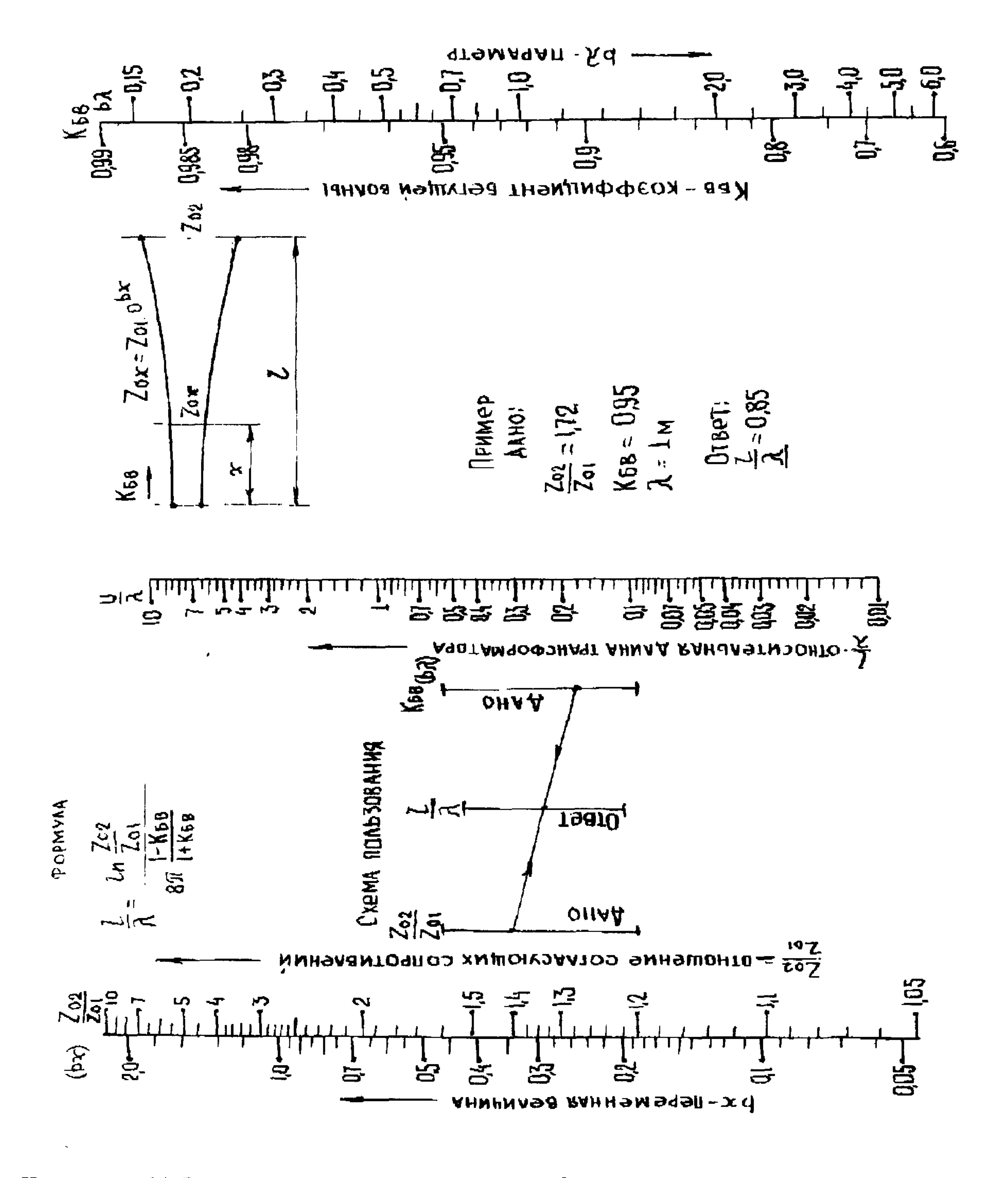
$$z_{0x} = z_{01} e^{bx} \qquad (3.116)$$

где z_{01} - волновое сопротивление линии на ее входе; z_{0x} - волновое сопротивление линии в сечении, расположенном на расстоянии x от ее начала; b - параметр, показывающий скорость изменения волнового сопротивления вдоль линии.

В частном случае экспоненциальная линия может быть выполнена в виде двухпроводной линии с переменным осевым расстоянием. Если проводники линии расходятся, т.е. расстояние между ними плавно возрастает, то волновое сопротивление такой линии возрастает от входа к выходе по закону экспоненты. Чем длиннее экспоненциальная линия (при той же длине волны), тем лучше получается согласование т.е. выше $K_{б.в.}$

В зависимости от заданного значения и известного отношения z_{02} / z_{01} минимальную длину экспоненциальной линии рассчитывают по формуле

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{\ln\frac{z_{02}}{z_{01}}}{8\pi\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}} \qquad (3.117)$$



Номограмма 14. Экспоненциальные согласующие трансформаторы.

По этой формуле построена номограмма № 14. Здесь

$$8\pi \frac{1 - K_{б.в}}{1 + K_{б.в}} = b$$

- параметр, входящий в формулу (3.116). Легко видеть, что для полученного по формуле (3.117) значения l/λ формула (3.116) принимает вид:

$$z_{02} = z_{01} e^{b} \qquad (3.118)$$

Выбрав минимальную длину линии, можно найти ее волновое сопротивление в нескольких точках, т.е. для нескольких значений. После этого можно определить геометрические размеры линии. Например, для двухпроводной линии, зная значения x_1, x_2, x_3 и т.д., можно рассчитать осевое расстояние для этих точек и построить фидер. Проследим, как это делается на конкретно примере.

Пример. С помощью экспоненциального трансформатора необходимо согласовать двухпроводную воздушную линию (волновое сопротивление z_{01}=215 Ом) с другой двухпроводной воздушной линией (z_{02}=370 Ом). Обе линии имеют одинаковый диаметр проводников d=5 мм. Для первой линии осевое расстояние h_1=15 мм, для второй - h_2=55 мм . Найти минимальную длину экспоненциальной линии при которой $K_{б.в}$ не меньше 0,95. Рабочая длина волны λ=1 м (300 МГц).

Подсчитывают отношение $z_{02} / z_{01} = 1{,}72$. Затем откладывают значения $z_{02} / z_{01} = 1{,}72$ и $K_{б.в}$ =0,95 на соответствующих шкалах номограммы № 14. Соединив точки прямой, отсчитывают в месте ее пересечения со средней шкалой значение l/λ=0,85. Таким образом, длина экспоненциального трансформатора l=0,85λ=0,85 м. Для того, чтобы построить такой экспоненциальный согласующий трансформатор, рассчитывают его волновое сопротивление в нескольких точках, расположенных приблизительно на одинаковом расстоянии друг от друга.

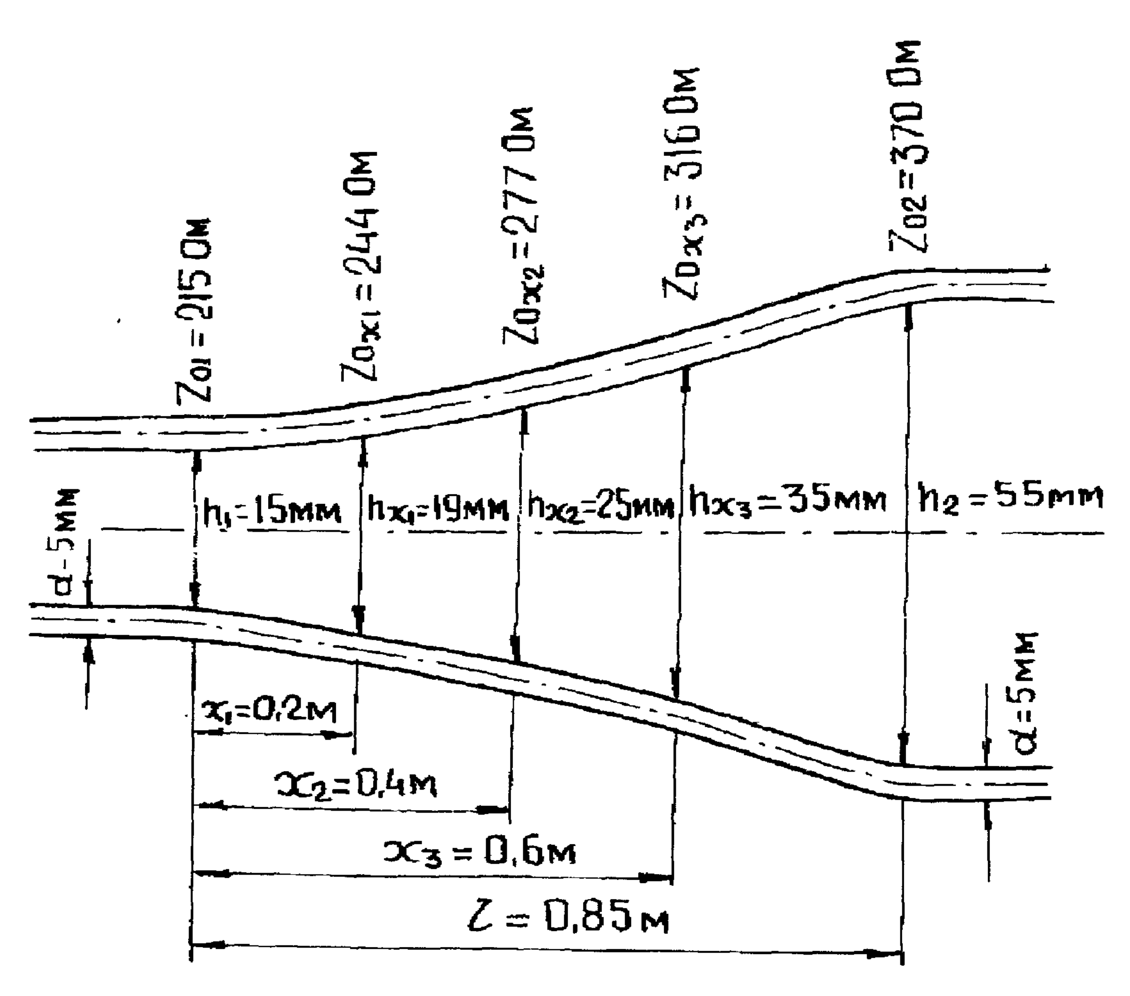


Рис. 3.84. К примеру расчета экспоненциального трансформатора.

Для рассматриваемого случая (x_1=0,2 м; x_2=0,4 м и x_3=0,6м) определяют значение b. Из номограммы № 14 на правой шкале для $K_{б.в}$ =0,95 получают $b\lambda$=0,64. Затем вычисляют

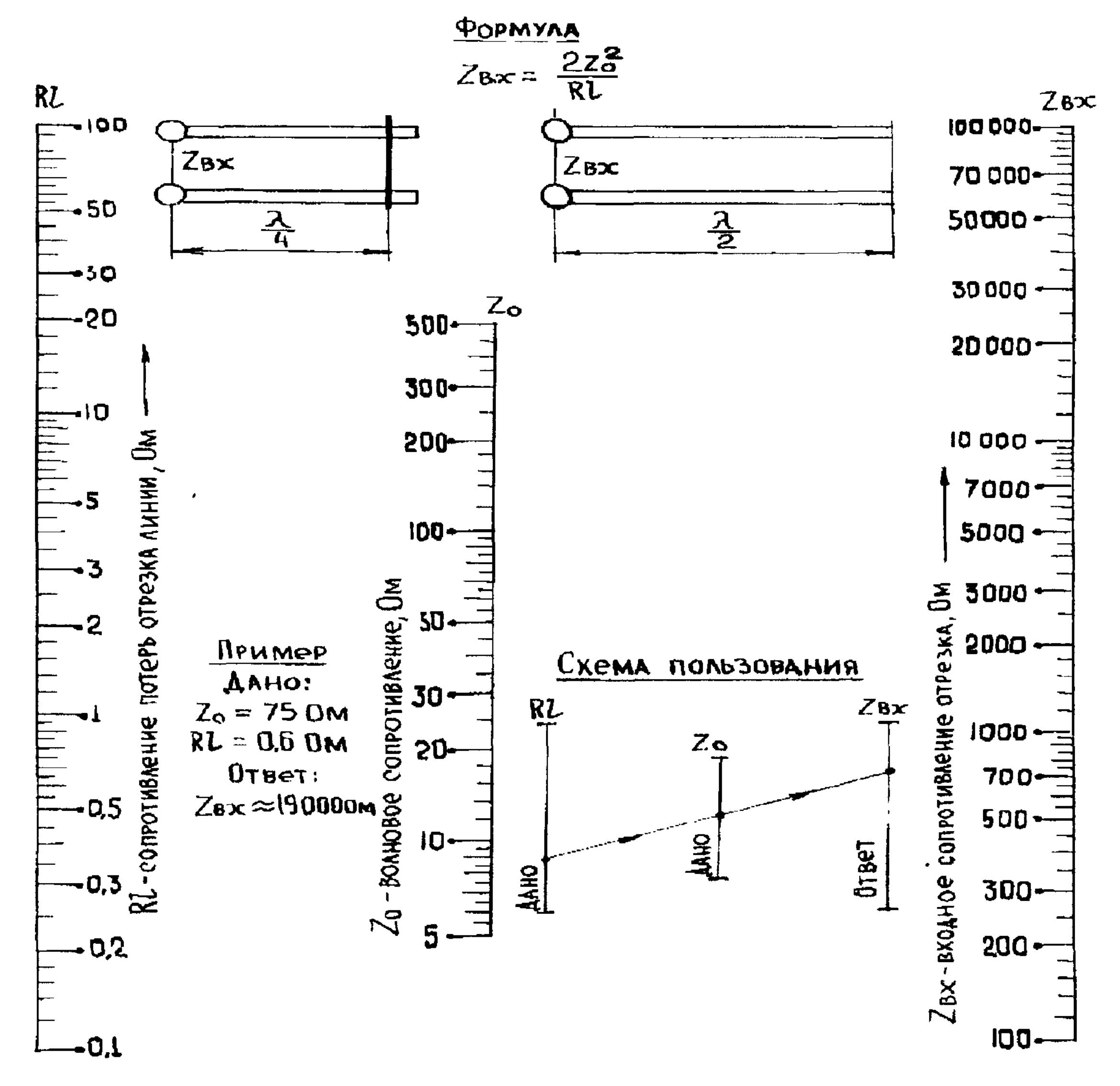
$$b = \frac{b\lambda}{\lambda} = \frac{0{,}64}{1{,}0} = 0{,}64,$$

а также значения bx_1=0,64·0,2=0,128; bx_2=0,64·0,4=0,256; bx_3=0,64·0,6=0,384. По этим значениям определяют соответствующие соотношения z_{0x1} / z_{01}, z_{0x2} / z_{01} и z_{0x3} / z_{01}. Для этого можно воспользоваться левой шкалой номограммы, где напротив значений bx отсчитывают искомые значения z_{02} / z_{01}. Они равны соответственно: $z_{0x1} / z_{01} = 1{,}135$; $z_{0x2} / z_{01} = 1{,}29$; $z_{0x3} / z_{01} = 1{,}47$. Зная значение $z_{01} = 215$ Ом, вычисляют

$z_{0x1} = 215 \cdot 1{,}135 = 244$ Ом, $z_{0x2} = 215 \cdot 1{,}29 = 277$ Ом и $z_{0x3} = 215 \cdot 1{,}47 = 316$ Ом. Чтобы построить экспоненциальный трансформатор с такими данными по номограмме № 11 определяют осевые расстояния при постоянно d=5 мм в точках $x_1 = 0{,}2$ м; $x_2 = 0{,}4$ м; $x_3 = 0{,}6$ м. Эти расстояния равны h_1=19 мм; h_{x2}=25 мм; h_{x3}=35 мм.

Рассчитанный экспоненциальный трансформатор изображен на рис. 3.84.

НОМОГРАММА № 15. Входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой и полуволновой разомкнутой линии.



Номограмма 15. Входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой и полуволновой разомкнутой линии.

Входное сопротивление идеальной линии (без потерь) длиной четверть волны и короткозамкнутой на конце бесконечно большое. Однако в реальной линии потери уменьшают входное сопротивление короткозамкнутого четвертьвонового отрезка.

Входное сопротивление короткозамкнутой четвертьволновой линии выражается приближенной формулой:

$$z_{вх} = \frac{2z_0^2}{Rl}, \tag{3.119}$$

где $z_{вх}$ - входное сопротивление короткозамкнутой четвертьволновой линии, Ом; R - сопротивление потерь четвертьволнового отрезка линии, Ом; z_0 - волновое сопротивление, Ом.

Произведение Rl вычисляют по значению сопротивления потерь линии R. Для четвертьволновой линии

$$Rl=R\frac{\lambda}{4}. \qquad (3.120)$$

для полуволновой линии

$$Rl=R\frac{\lambda}{2}. \qquad (3.121)$$

Пример 1. Четвертьволновый отрезок кабеля типа РК-75-9-12 используется в качестве металлического изолятора антенны, заземленного по постоянному току. Для этого кабеля z =750 Ом рабочая длина волны λ=3 м. Сопротивление потерь кабеля R=0,8 Ом/м. Найти входное сопротивление данного отрезка кабеля.

Подсчитываем для $Rl=R\frac{\lambda}{4}$= 0,8 · 0,75 =0,6 Ом. По номограмме для Rl=0,6 Ом и z_0=75 Ом $R_{вх}$ =19 · 10^3 Ом.

Пример 2. Проверить, как измениться входное сопротивление полуволнового разомкнутого отрезка кабеля из предыдущего примера.

Произведение $Rl=R\frac{\lambda}{2}$=0,8 · 1,5 =1,2 Ом. По номограмме для z_0=75 Ом и Rl=1,2 Ом $R_{вх}$ ≈9500 Ом.

НОМОГРАММА № 16. Составная линия.

Линия, составленная из двух отрезков с волновыми сопротивлениями z_{01} и z_{02}, длиной l_1 и l_2 (и соответственно с электрическими длинами $\theta_1=2\pi l_1/\lambda$ и $\theta_2=2\pi l_2/\lambda$), причем вторая линия короткозамкнутая, называется *составной*. Составная линия используется для получения широкополосного короткого замыкания в бесконтактных поршнях, согласующих устройства и т.п.

Номограмма № 16 построена по формуле, связывающей входное реактивное сопротивление составной линии с отношением волновых сопротивлений линий $m=z_{02}/z_{01}$ и коэффициентом перекрытия $p=f_2/f_1$:

$$\dot{z}_{вх}=\frac{(1+m)\mathrm{tg}\frac{\pi p}{1+p}}{m\mathrm{tg}^2\frac{\pi p}{1+p}-1}=\frac{\sin\frac{2\pi p}{1+p}}{\cos\frac{2\pi p}{1+p}+\frac{1-m}{1+m}}; \qquad (3.122)$$

здесь входное сопротивление $\dot{z}_{вх}$ нормализовано относительно волнового сопротивления первой линии, т.е.

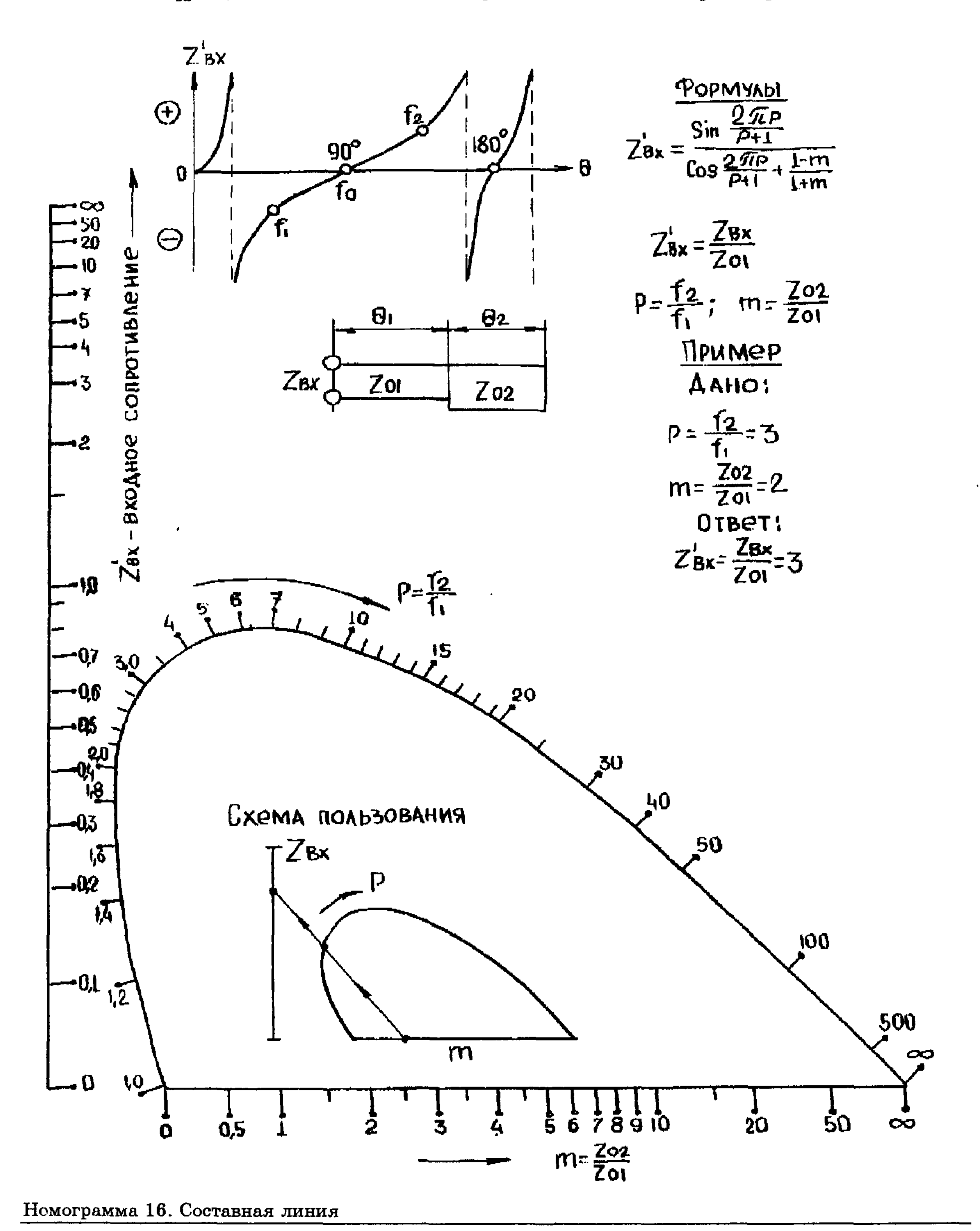
$$\dot{z}_{вх}=\frac{z_{вх}}{z_{01}}$$

При очень больших значения $m=z_{02}/z_{01}$ составная линия имеет такой же характер, как и разомкнутая линия с электрической длиной θ_1 и волновым сопротивлением z_{01}. Однако преимущество составной линии перед простой разомкнутой линией заключается в том, что первая полностью закрыта (короткое замыкание на конце второй линии) и потери в ней малы. В то же время простая открытая линия нагружена на неоднородное полное сопротивление, которое может иметь большую активную составляющую, например, вследствие излучения на конце.

Составная линия - удобное устройство для получения короткого замыкания в широком диапазоне частот. Это видно из графика номограммы. В полосе между частотами f_1и f_2 входное сопротивление $\dot{z}_{вх}$ изменяется незначительно.

Необходимо отметить, что коэффициент перекрытия $p=f_2/f_1$ имеет максимальное значение при $\theta_1=\theta_2$, что важно при выборе размеров линии. Номограмма дает возможность определить входное сопротивление $\dot{z}_{вх}$, нормализованного относительно z_{01} при известных значениях $m=z_{02}/z_{01}$ и $p=f_2/f_1$. Эта же номограмма позволяет определить отношение частот $p=f_2/f_1$, при резонансе токов ($\dot{z}_{вх}=\infty$) для заданного значения $m=z_{02}/z_{01}$.

Пример. Для составной линии, имеющей $\theta_1=\theta_2$ и $m=z_{02}\ /\ z_{01}=2$, в случае перекрытия $p=f_2/f_1=3$, входное сопротивление $z'_{вх}=3$ (нормализованное относительно z_{01}). При резонансе токов ($z'_{вх}=\infty$) для отношения $m=2$ перекрытие составляет $p=f_2/f_1=4$.

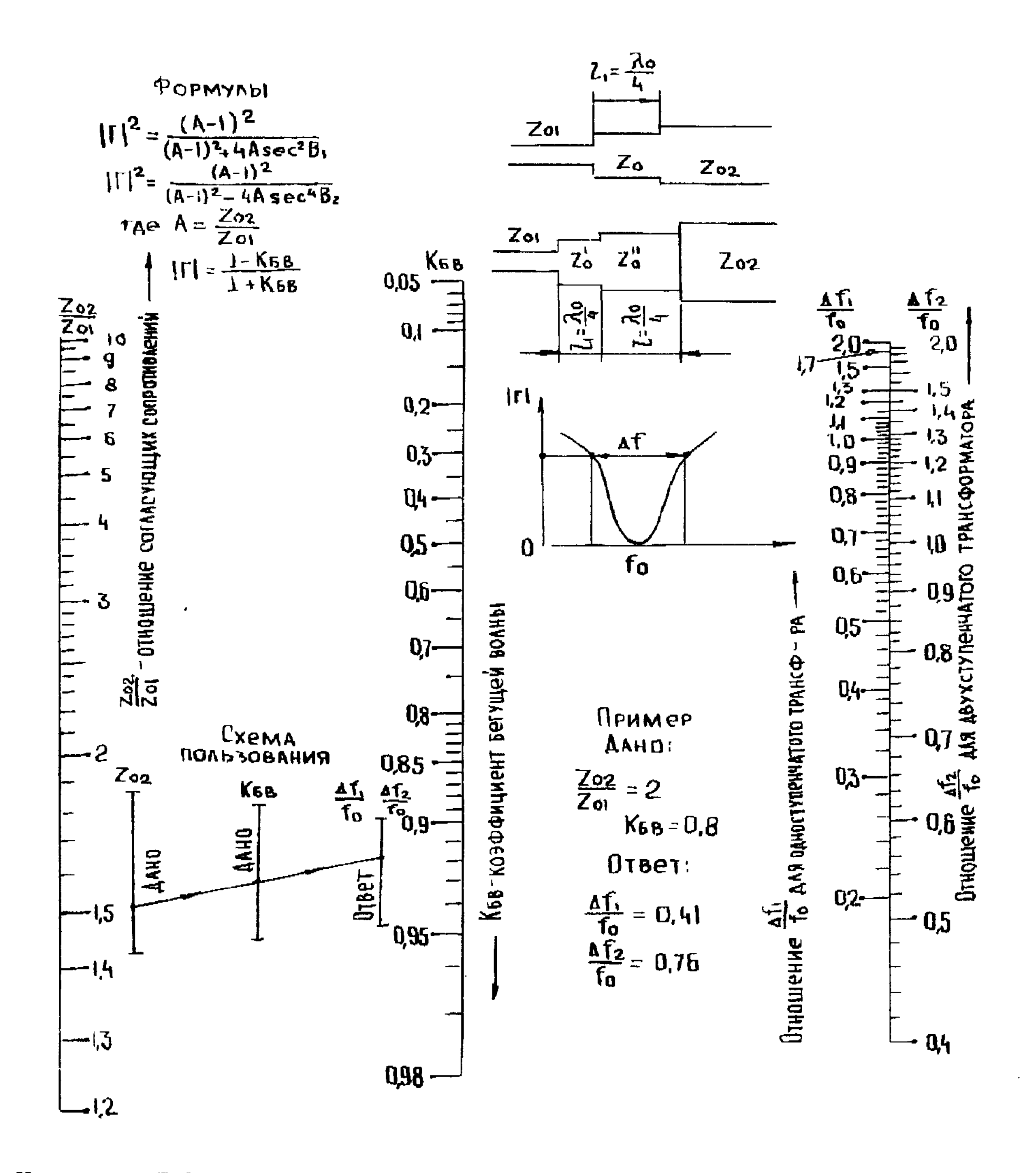


Номограмма 16. Составная линия

НОМОГРАММА № 17. Полоса пропускания четвертьволновых трансформаторов

Согласующие четвертьволновые трансформаторы из отрезков линий обладают резонансными свойствами, т.е. обеспечивают согласование только на одной частоте. При отклонении частоты от расчетной согласование нарушается и в местах соединения линий возникают отражения волн. При этом КБВ уменьшается. Для реальных линий согла-

сование наблюдается в некоторой полосе частот, причем на средней частоте полосы пропускания КБВ имеет наибольшее значение, а на краях полосы - наименьшее. Для одно



Номограмма 17. Полоса пропускания четвертьволновых трансформаторов

ступенчатого согласования

$$\left(\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}\right)^2 = \frac{(A-1)^2}{(A-1)^2 + 4A\sec^2\theta_1}. \quad (3.123)$$

Для двухступенчатого согласования

$$\left(\frac{1-K_{б.в}}{1+K_{б.в}}\right)^2 = \frac{(A-1)^2}{(A-1)^2 - 4A\sec^2\theta_1}. \quad (3.124)$$

В этих формулах

$\theta_1 = \frac{\pi}{2}\left(\frac{\Delta f_1}{2f_0}\right)$ и $\theta_2 = \frac{\pi}{2}\left(\frac{\Delta f_2}{2f_0}+1\right)$;

Δf_1 - ширина полосы частот одноступенчатого трансформатора, симметричная относительно средней (расчетной) частоты f_0; Δf_2 - ширина полосы частот двухступенчатого трансформатора, симметричного относительно средней (расчетной) частоты f_0; $A = z_{02} / z_{01}$ - отношение согласуемых сопротивлений, которые предполагают чисто активными.

Номограмма построенная по формулам (3.123) и (3.124). На левой шкале номограммы откладывают отношение согласуемых сопротивлений z_{02} / z_{01}, на средней шкале - заданное на краях полосы частот значение коэффициента бегущей волны $K_{б.в}$. Проводят через точки прямую, которая на правой шкале указывает значение относительной полосы пропускания согласующего трансформатора (левая часть шкалы - $\Delta f_1/f_2$,одноступенчатый, правая - $\Delta f_2/f_0$, двухступенчатый).

Пример. Телевизионная антенна (z_{02} =150 Ом) для 8-го канала, (f_0=191,25 Мгц) согласуется одноступенчатым четвертьволновым трансформатором с кабелем (z_{01} = 75 Ом). Определить, в какой полосе частот будет осуществляться согласованный прием, при котором $K_{б.в}$. не уменьшится ниже 0,8. Согласно номограмме $\Delta f_1/f_0$=0,41. Таким образом, ширина полосы частот Δf_1= 191,25·0,41≈78 МГц. При средней частоте 191,25 МГц тракт будет работать согласовано от частоты f'_0 =152 МГц до частоты f''_0 =230 МГц. Таким образом, для сигналов в диапазоне от 6-го до 12-го каналов $K_{б.в}$ не превысит 0,8.

Если применено двухступенчатое согласование, то согласно номограмме $\Delta f_2/f_0$=0,76, т.е. полоса частот для настройки на 8-й телевизионный канал составил Δf_2=191,25·0,76≈145 МГц.

НОМОГРАММА № 18. Активное сопротивление коаксиальной линии.

Активное сопротивление коаксиальной линии, определяющее тепловые потери в проводниках, складывается из сопротивлений внутреннего и внешнего проводников токам высокой частоты. Для коаксиального кабеля погонное активное сопротивление (сопротивление потерь рассчитывается по формуле

$$R = \frac{R_{\sim}}{\pi}\frac{\left(\frac{D}{d}+1\right)}{D} \qquad (3.125)$$

где $R_{\sim}=2\pi\sqrt{\mu\rho f\cdot 10^{-7}}$ - сопротивление поверхностного слоя токам высокой частоты. В этих формулах: ρ - удельное сопротивление проводников, Ом·м; f - частота, Гц; d - диаметр внутреннего проводника, м; D - внутренний диаметр внешнего проводника, м; μ - относительная магнитная проницаемость материала проводников.

Для проводников коаксиального кабеля, выполненных из меди (μ=1 и ρ = 1,72·10^{-8} Ом·м), формула (3.125) преобразуется к виду

$$R_{м} = 8{,}32\cdot 10^{-8}\frac{\left(\frac{D}{d}+1\right)}{D}\sqrt{f}\,. \qquad (3.126)$$

Для других немагнитных материалов (μ = 1) активное сопротивление проводников коаксиальной линии связано с активным сопротивлением медной линии таких же размеров следующим образом:

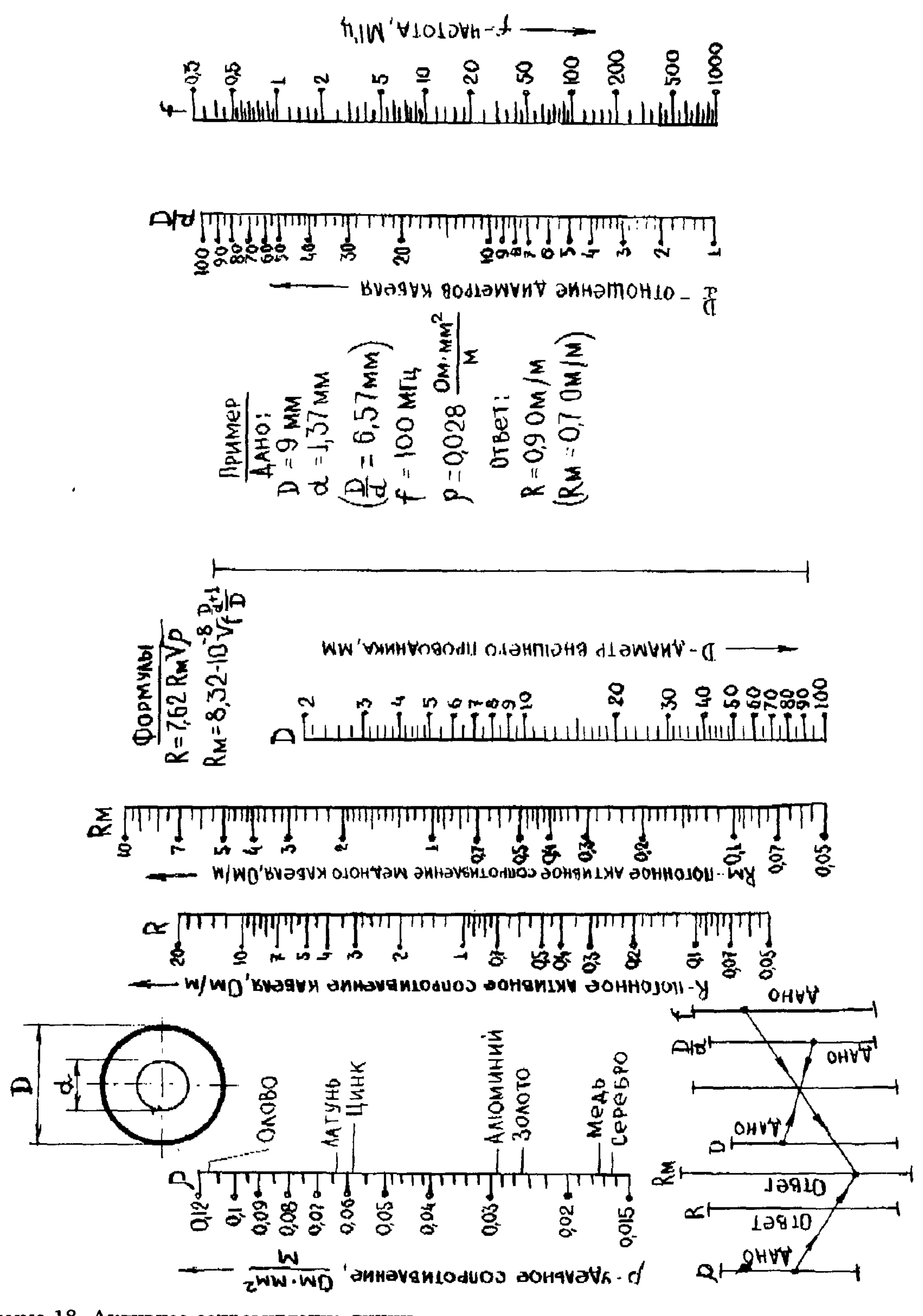
$$R = 7{,}62\ R_{м}\sqrt{\rho}\,. \qquad (3.127)$$

Номограмма № 18 построена по формулам (3.126) и (3.127). Для удобства на шкале ρ величины имеют разновидность Ом·мм^2/м.

Эти формулы справедливы для коаксиальной линии, внешний проводник которой выполнен из сплошного однородного цилиндра.

Как упоминалось ранее, минимальное затухание в коаксиальной линии имеет место при соотношении ее диаметров D/d = 3,6. Это для случая, когда проводники выполнены из меди. Для линии из алюминия это отношение равно 3,9, для свинцовой = 5,2. Надо заметить, что при этом внутренний проводник может быть медным. Предполагается также, что сравниваются линии с неизменными D.

Пример. Определить сопротивление потерь медной коаксиальной линии из сплошных проводников на частоте f=100 МГц, имеющей d=1,37 мм и D=9 мм. Вычисляют D/d=6,57. Затем откладывают это значение на шкале D/d, соединяют прямой полученную точку со значением, отложенным на шкале D. через точку пересечения прямой со вспомогательной осью и точку 100 МГц на шкале f проводят вторую прямую, которая отсечет на шкале $R_м$ искомое значение (0,7 Ом/м).



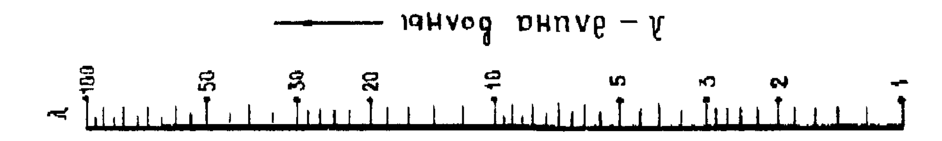
Номограмма 18. Активное сопротивление линии

Если линию выполнить из алюминия (ρ=0,028 Ом·мм²/м), то погонное активное сопротивление потерь в ней R=0,9 Ом/м. Для этого используют шкалы ρ, $R_м$ и R левой части номограммы № 18.

При выполнении проводников линии с гальваническим покрытием тонким слоем другого металла, например цинка или олова (для защиты линии от коррозии, следует проверить толщину покрытия и сравнить ее с глубиной проникания высокочастотных токов. Если глубина проникания δ не превышает толщины покрытия, то расчет *R* ведут для материала покрытия.

НОМОГРАММА № 19. Согласующие шлейфы в линии передачи.

Включение в линию передачи параллельного короткозамкнутого шлейфа позволяет осуществить согласование линии с нагрузкой при неравенстве волнового сопротивления линии и сопротивления нагрузки. Номограмма № 19 соответствует случаю, когда коро-



Номограмма 19. Согласующие шлейфы в линии.

козамкнутый шлейф имеет длину менее четверти волны и включен в линию вблизи нагрузки. Предполагается, что волновое сопротивление линии и волновое сопротивление шлейфа равны. Номограмма позволяет определить как длину короткозамкнутого шлейфа, так и место его включения. На номограмме показана схема включения шлейфа в линию,

нагруженную на сопротивление $z_н$. Теория линия передачи дает формулы для расчета, по которым построена номограмма:

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{z_н}{z_0}}; \qquad l_2' = \frac{\lambda}{2\pi}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{z_н z_0}}{z_н - z_0}; \qquad (3.128); (3.129)$$

$$l_1' = \frac{\lambda}{2} - l_1; \qquad l_2 = \frac{\lambda}{2} - l_2'; \qquad l_1 + l_1' = l_2 + l_2' = \frac{\lambda}{2} \quad , \qquad (3.130); (3.131); (3.132)$$

где l_1, l_2, l_1', l_2' - расстояния, указанные на номограмме; z_0 - волновое сопротивление линии, равное волновому сопротивлению шлейфа; $z_н$ – сопротивление нагрузки; λ - длина волны.

Для определения размеров шлейфа и места его включения на правой шкале номограммы следует отложить значение длины волны λ, на левой - отношение сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии $z_н / z_0$. Точки соединяют прямой и на одной из средних шкал считывают ответ. Следует заметить, что для отыскания l_2' необходимо пользоваться левой частью левой шкалы номограммы, а для отыскания l_1 - правой частью левой шкалы. При этом λ и l_1, l_2, l_1', l_2' следует брать в одинаковых единицах.

Пример. Линия с волновым сопротивлением z_0=280 Ом нагружена на сопротивление $z_н$ =280 Ом нагружена на сопротивление $z_н$=70 Ом ($z_н / z_0$=0,25). Длина волны λ=80 см. Размеры короткозамкнутого шлейфа и место его включения в линию (согласно рисунку на номограмме) равны: l_1=5,9 см, l_2'=7,4 см (l_1'=34,1 см и l_2=32,6 см). Как видно, возможны два варианта включения короткозамкнутого шлейфа): 1) шлейф длиной l_2=32,6 см на расстоянии l_1=5,9 см от нагрузки; 2) шлейф длиной l_2'=7,4 см на расстоянии l_1'=34,1 см от нагрузки.

3.17. Определение волнового сопротивлеиия с помощью моста.

Неизвестное волновое сопротивление может центральной жилой и оплеткой (внешним проводником кабеля). Затем противоположный конец быть измерено и с помощью измерительного моста. Для этого измеряют емкость между кабеля замыкается и измеряется индуктивность между центральной жилой и оплеткой. Измеренные индуктивности (*гн*) и емкости (*ф*) подставляются в формулу

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}\ .$$

Измерение волнового сопротивления ленточного кабеля производится подобным же образом, но он не должен лежать на земле, а должен быть свободно подвешен.

3.18. Частотно - независимые аттенюаторы и согласующие устройства.

Частотно-независимые аттенюаторы (с фиксированным затуханием) и согласующие устройства на резисторах выполняются в виде несимметричных и симметричных Т - образных (рис. 3.85,*а*,*б*) или П-образных (рис. 3.85, *в*,*г*) четырехполюсников.

Расчет аттенюатора по заданному волновому сопротивлению тракта $z_в (R_{вх} = R_в = z_в)$ и затуханию n (n=$P_{вх} / R_{вых}$, где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ - входная и выходная мощности) проводится по формулам:

а) Т-образный аттенюатор (рис. 3.85, *а*,*б*)

$$R1 = R2 = z_в \frac{\sqrt{n} - 1}{\sqrt{n} + 1};$$

$$R3 = z_в \frac{2\sqrt{n}}{n - 1};$$

б) П-образный аттенюатор (рис. 3.85,*в*,*г*)

$$R1 = R2 = z_в \frac{\sqrt{n}+1}{\sqrt{n}-1};$$

$$R3 = z_в \frac{n-1}{2\sqrt{n}};$$

Расчет *согласующей цепи* на резисторах по заданным согласуемым сопротивлениям ($R_{вх}$ и $R_н$) и затуханию n проводится по формулам:

а) Т-образное согласующее устройство (рис. 3.85,*а*,*б*)

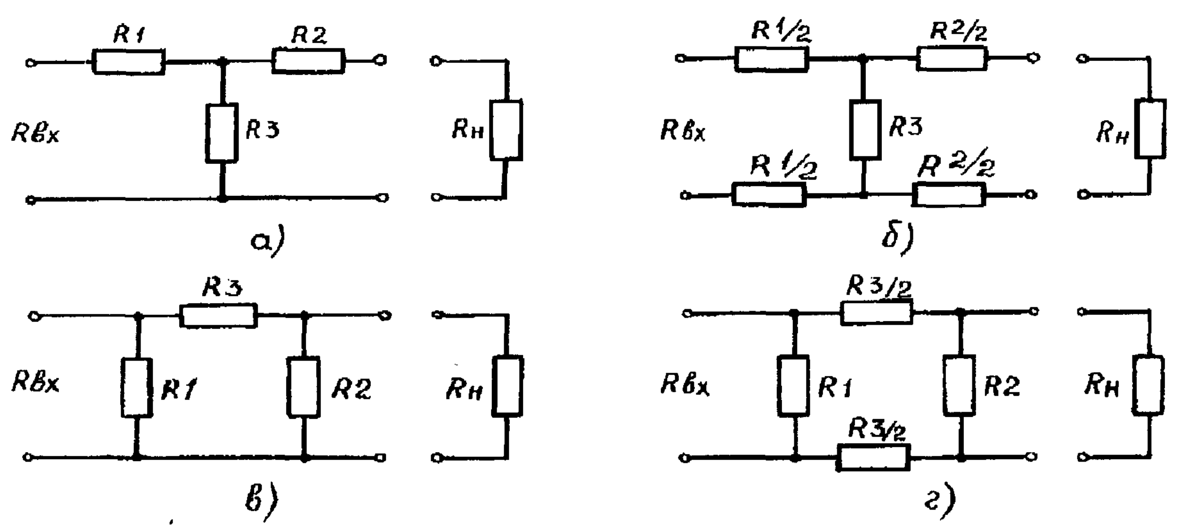


Рис. 3.85 Схемы несимметричных и симметричных (*а*,*б*) Т -образных и П-образных (*в*,*г*) четырехполюсников.

$$R1 = \frac{R_{вх}(n+1) - 2\sqrt{R_{вх}R_н n}}{n-1};$$

$$R2 = \frac{R_н(n+1) - 2\sqrt{R_{вх}Rn}}{n-1};$$

$$R3 = \frac{2\sqrt{R_{вх}R_н n}}{n-1}.$$

б) П-образное согласующее устройств (рис. 3.85,*в*,*г*)

$$R1 = \frac{(n-1)R_{вх}\sqrt{R_н}}{(n+1)\sqrt{R_н} - 2\sqrt{nR_{вх}}};$$

$$R2 = \frac{(n-1)R_н\sqrt{R_{вх}}}{(n+1)R_{вх} - 2\sqrt{nR_н}};$$

$$R3 = \frac{n-1}{2\sqrt{n}}\sqrt{R_{вх}R_н}.$$

Согласующее устройство на резисторах обеспечивают двустороннее согласование - как со стороны входа, так и со стороны выхода.

3.19. Амплитудные выравниватели.

Амплитудные выравниватели представляют собой четырехполюсники, затухание которых применяется в зависимости от частоты по определенному закону. Назначение выравнивателей - коррекция частотных характеристик длинных кабельных линий, а также других радиотехнических устройств. Выравниватели не должны вносить рассогласования в цепи, поэтому схемы выравнивателей строятся так, чтобы их входное сопротивление не зависело от частоты. В некоторых выравнивателях частотно-независимы как входные, так и выходные сопротивления.

На рис. 3.86,*а*,*б* показаны схемы выравнивателей, затухание которых монотонно возрастает при увеличении частоты. Выравниватель по схеме на рис. 3.86,*а* имеет частотно независимое сопротивление, а на рис. 3.86,*б* - частотно-независимое входное и выходное сопротивления.

На рис. 3.86,*в*, *г* приведены схемы выравнивателей, затухание которых монотонно уменьшается при увеличении частоты. При этом выравниватель по схеме на рис. 3.86,*в* имеет частотно-независимые входное и выходное сопротивления. Выравниватели рис. 3.86,*в*,*г* могут быть использованы для коррекции частотных характеристик длинных кабельных линий, затухание которых возрастает при увеличении частоты.

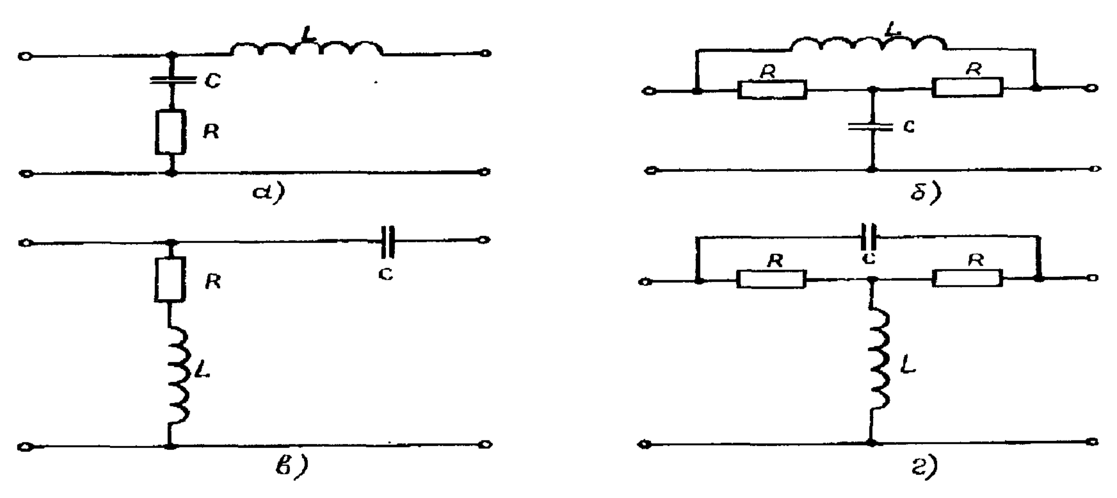


Рис. 3.86 Амплитудные выравниватели

Частотные характеристики затухания выравнивателей показаны на рис. 3.87. Кривая 1 относится к схемам на рис. 3.86,*а*,*б*, кривая 2-на рис. 3.86,*в*,*г*. На рис. 3.87 по горизонтальной оси отложена в логарифмическом масштабе обобщенная частота f/f_0 (f - текущая частота, f_0 - частота на которой затухание выравнивателя составляет 3 дБ), по вертикальной оси - затухание выравнивателя n, дБ.

Выбор схемы и расчет выравнивателя проводятся в следующем порядке:

1. В соответствии с заданным характером зависимости затухания от частоты и требованиями к входному и выходному сопротивлениям выбираем одну из схем, показанных на рис. 3.86, *а-г*.

2. Определяем отношение крайних рабочих частот f_2/f_1 ($f_2>f_1$).

3. По соответствующей частотной характеристике затухания подбираем такие значения минимального n_{min}, дБ и максимального n_{max}, дБ, затуханий, при которых обеспечивается требуемый перепад затуханий Δn($\Delta n = n_{max} - n_{min}$) при заданном отношении крайних частот.

4. Определяем значение n_{max} в разах по мощности по формуле
$\lg n_{max} = n_{max}(дБ)/10$.

5. Рассчитываем частоту f_0, Гц,

$f_0 = f_1\sqrt{n_{max} - 1}$ - для схем рис. 3.86,*а*, *б*;

$f_0 = f_2/\sqrt{n_{max} - 1}$ - для схем рис. 3.86, *в*,*г*.

6. Определяем элементы выравнивателя (L, Гн; C, Ф; R, Ом)
$L = z_в/2\pi f_0$; $C = 1/2\pi f_0 z_в$; $R = z_в$.

Пример. Выбрать и рассчитать выравниватель с частотно-независимым входным и выходным сопротивлениями для коррекции частотной характеристики затухания кабельной линии. Крайние рабочие частоты f_1=40 МГц, f_2=640 МГц, перепад затуханий Δn= 12 дБ, волновое сопротивление линии $z_в$ =750 Ом.

1. Учитывая, что для коррекции частотной характеристики затухания кабельной линии необходим выравниватель, затухание которого уменьшается при увеличении частоты, следует выбрать схему рис. 3.86,*в* и *г*. Выбираем схему рис. 3.86,*г*, так как она позволяет получить требуемые частотно-независимые входное и выходное сопротивления. Частотная характеристика затухания выравнивателя приведена на рис. 3.87 (кривая 2).

2. Отношение крайних рабочих частот

f_2/f_1=640/40=16.

3. При частотной характеристике находим, что перепад затухания 12 дБ при $f2/f1$=16, может быть получен при n_{min}=0,5дБ, n_{max}=12,5 дБ.

4. Значение n_{max} по мощности

lg n_{max}=n_{max}(дБ)/10=12,5/10=1,25;

n_{max}=18.

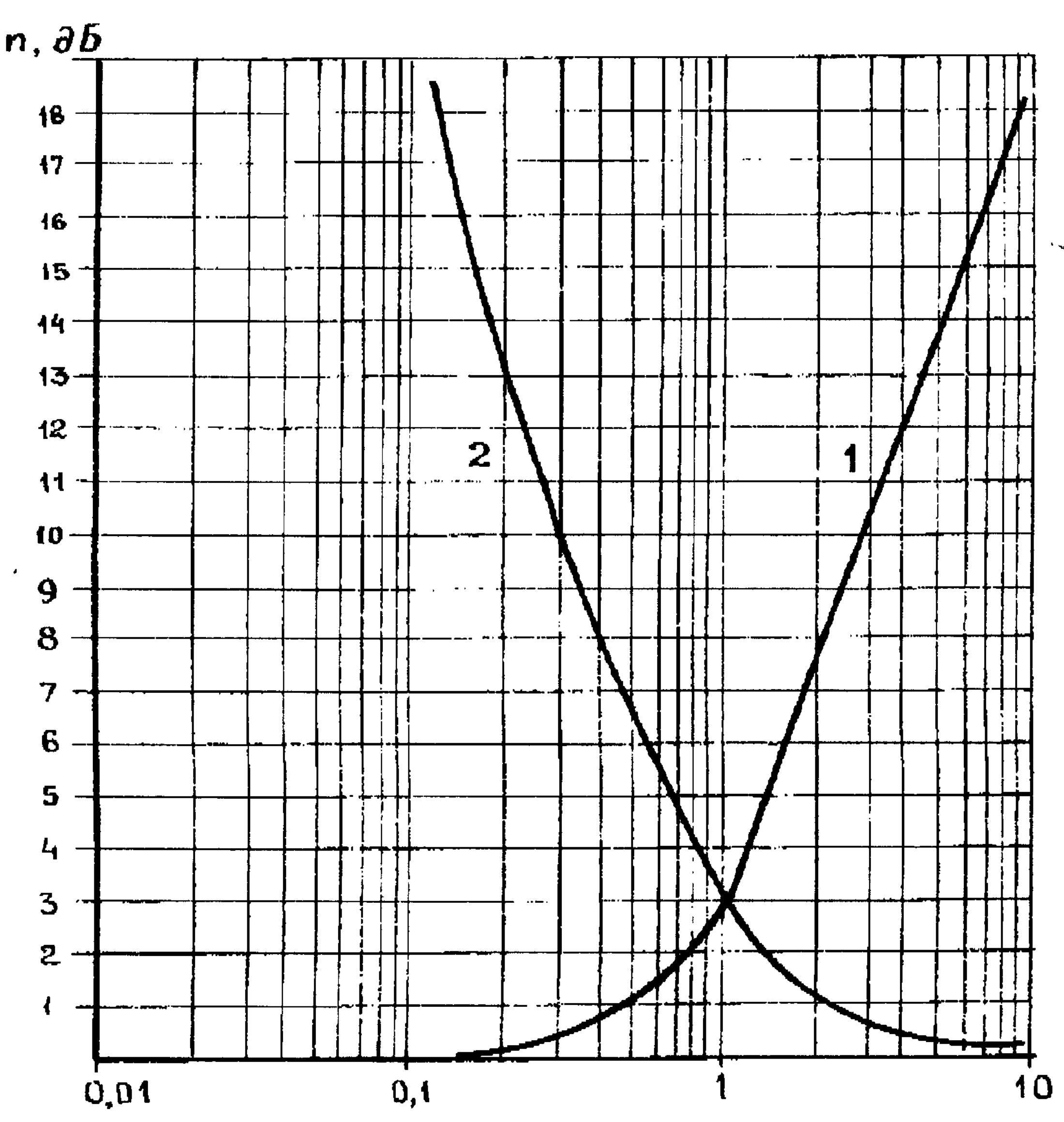


Рис. 3.87 Частотные характеристики затухания выравнивателей

5. Частота

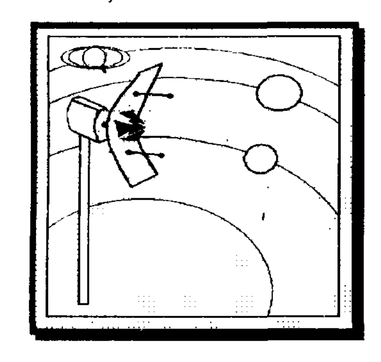
$f_0=f_1\sqrt{n_{max}-1}=40\sqrt{18-1}=165$ МГц.

6. Элементы:

L=$z_в/2\pi f_0$=75/2·3,14·165·10^6=7,5·10^{-8} Гц=0,075 мкГн;

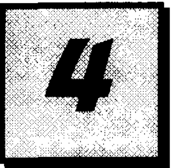
C=$1/2\pi f_0 z_в$=1/2·3,14·165·10^6·75=13·10^{-12} Ф=13 пФ;

R=$z_в$= 75 Ом.



СИСТЕМЫ ПОЛУВОЛНОВЫХ ВИБРАТОРОВ, ОБРА - ЗУЮЩИЕ НАПРАВ- ЛЕННУЮ АНТЕННУ.

РАЗДЕЛ

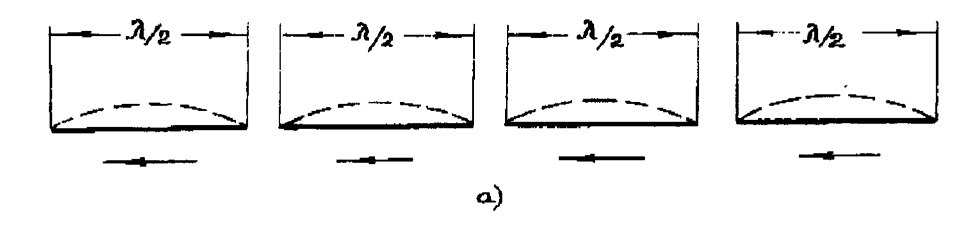


СОДЕРЖАНИЕ стр.

ГЛАВА 4

4.1. СИСТЕМЫ ПОЛУВОЛНОВЫХ ВИБРАТОРОВ, ОБРАЗУЮЩИЕ НАПРАВЛЕННУЮ АНТЕННУ.

Линейно расположенные вибраторы. Как указывалось выше, простой полуволновой вибратор обладает некоторой направленностью: максимум его излучения перпендикулярен к оси вибратора. Когда несколько вибраторов располагаются в ряд и возбуждаются синфазно, направление максимума излучения не изменяется, но значительно уменьшается ширина основного лепестка диаграммы направленности. Поэтому такая система имеет больший коэффициент усиления по сравнению с одиночным полуволновым вибратором (рис. 4.1)



λ/2 λ/4 λ/2 λ/4 λ/2 λ/4 λ/2

λ/2 λ/2 λ/2

б)

4 колинеарных вибратора

Простой λ/2 диполь

в)

Рис. 4.1. Система колинеарных синфазно возбуждаемых вибраторов.
а - система вибраторов с минимальным расстоянием между ними; *б* - система вибраторов с расстоянием $\lambda/2$ между ними; *в* - сравнение диаграммы направленности простого полуволнового вибратора и системы, состоящей из 4 вибраторов.

Линейно распложенные вибраторы имеют следующие коэффициенты усиления по сравнению с одиночным полуволновым вибратором: два линейно-расположенных полу-

волновых вибратора -1,8 дБ, три - 3,4 дБ, четыре -4,6 дБ, пять - 5,6 дБ, шесть - 6,5 дБ, семь - 7,3 дБ, и восемь линейно расположенных полуволновых вибраторов - 7,9 дБ. Некоторое усиление коэффициента усиления может быть получено при увеличении расстояний между полуволновыми вибраторами до λ/4 - λ/2 (рис. 1.4,*б*), но в этом случае труднее обеспечить синфазное возбуждение всех вибраторов и поэтому такая возможность обычно не используется.

Коэффициент усиления увеличивается на 3 дБ, когда на расстоянии λ/4 располагаются рефлекторы или рефлекторная решетка. При этом диаграмма направленности в горизонталь ной плоскости преобразуется в одностороннюю диаграмму направленности.

Простейшей системой линейно расположенных вибраторов является вибратор, состоящий из двух полуволновых вибраторов, возбуждаемых синфазно (рис. 4.2). Его коэффициент усиления равен 1,8 дБ. Если питание такого волнового вибратора производится с конца как у антенны «цеппелин», то в этом случае оба полуволновых вибратора возбуждаются в противофазе. При этом коэффициент усиления уменьшается до 1,2 дБ, диаграмма направленности расщепляется. Если же в разрыв, расположенный посередине волнового вибратора, включить четвертьволновый отрезок двухпроводной линии, то возбуждение полуволновых диполей снова будет в фазе.

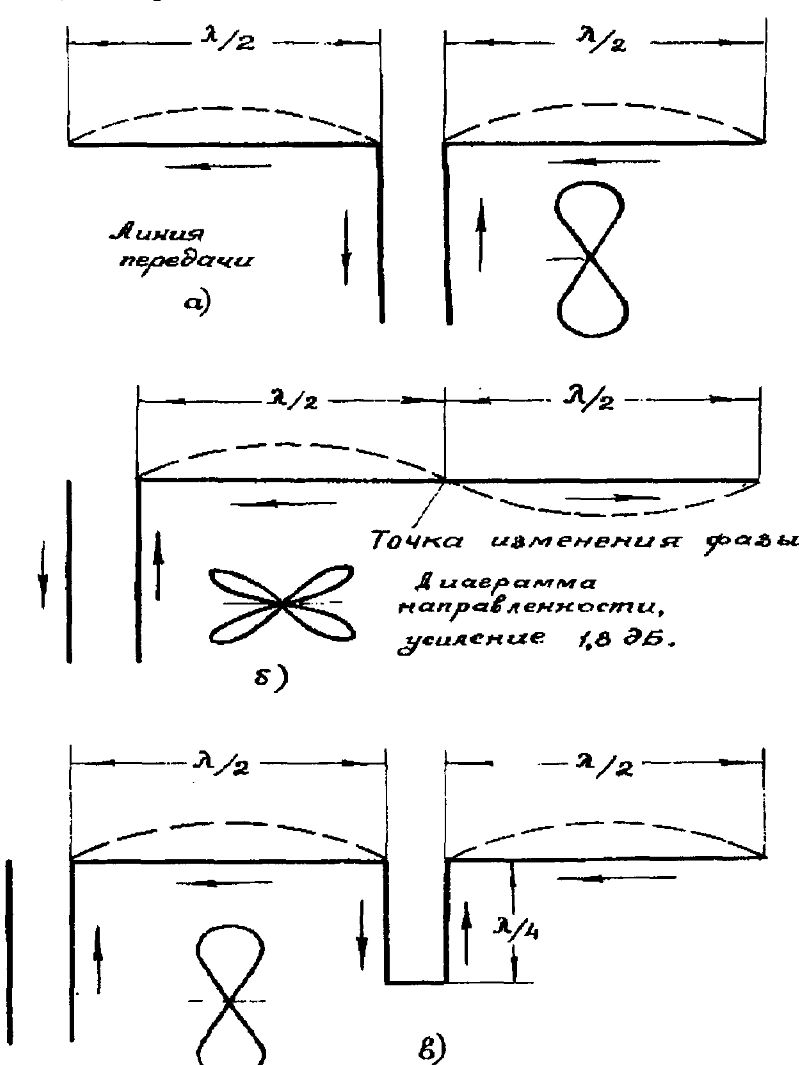


Рис. 4.2. Синфазное и противофазное возбуждение вибратора:

а - колинеарно расположенные полуволновые вибраторы (синфазное возбуждение); *б* - два полуволновых элемента, возбуждаемых на конце в противофазе (волновой вибратор с питанием на конце и синфазным возбуждением за счет включения промежуточной четвертьволновой замкнутой линии.

Замкнутый отрезок двухпроводной линии поворачивает фазу на 180° и представляет собой параллельный резонансный контур, включенный между полуволновыми вибраторами. То же самое получается, если включить вместо четвертьволнового короткозамкнутого отрезка полуволновой разомкнутый отрезок двухпроводной линии или если заменить отрезки линий заградительным фильтром с большой добротностью, как уже описывалось при рассмотрении многодиапазонных антенн коротких волн. Однако наиболее часто используются короткозамкнутые четвертьволновые отрезки двухпроводных линий (рис. 4.3).

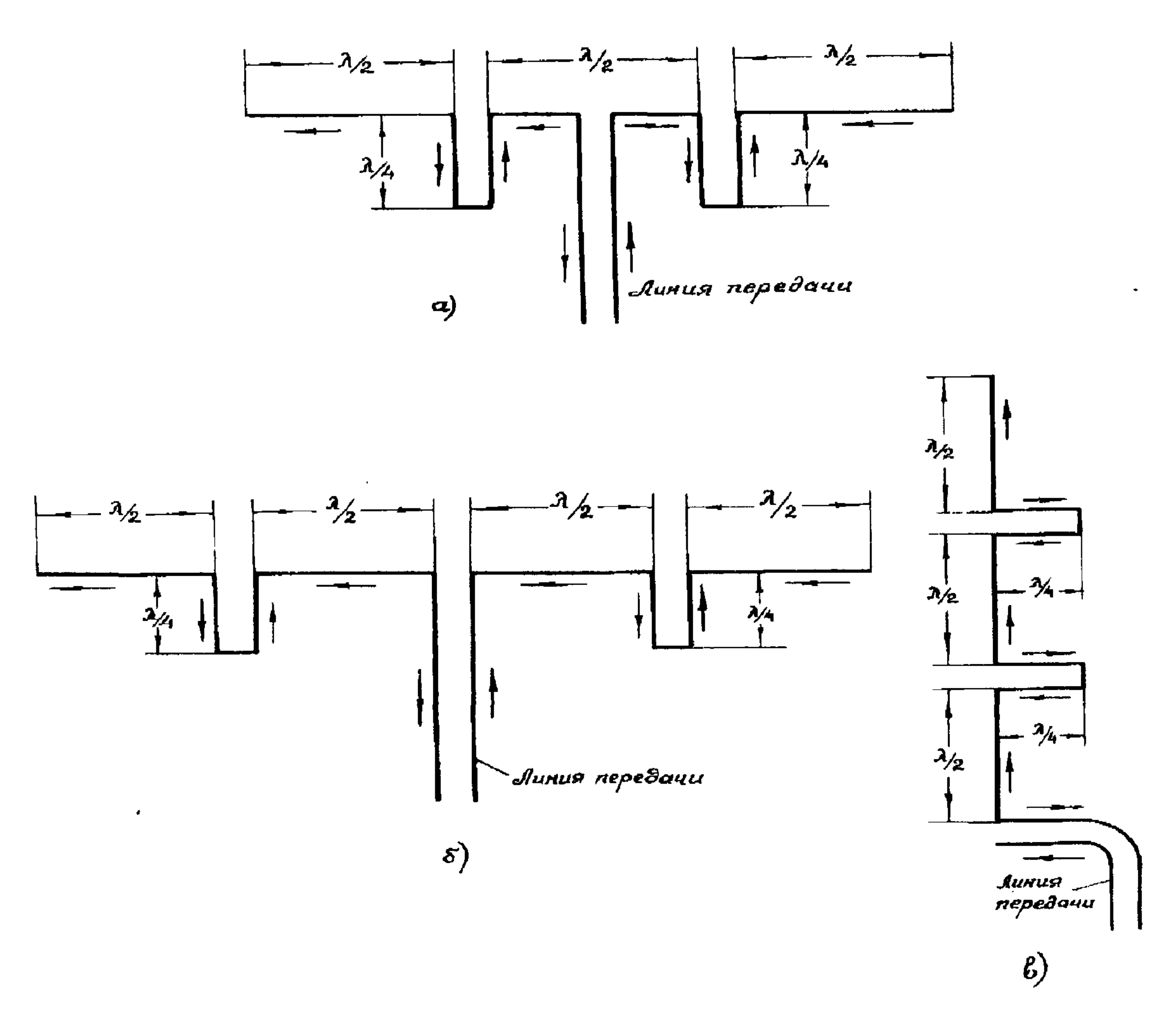


Рис. 4.3. Примеры синфазного возбуждения коллинеарных вибраторов.
а - три коллинеарных полуволновых вибратора с центральным питанием с синфазным возбуждением (усиление 3,2 дБ); *б* - четыре коллинеарных полуволновых вибратора с центральным питанием и синфазным возбуждением (усиление 4,3 дБ); *в* - три коллинеарных полуволновых вибратора, расположенных вертикально, с питанием на конце и синфазным возбуждением (усиление 3,2 дБ).

Линейно расположенные вибраторы могут быть расположены и вертикально. В этом случае поляризация поля и концентрация излучаемых электромагнитных волн происходят в вертикальной плоскости, а в горизонтальной плоскости диаграмма направленности имеет форму круга.

4.2. Горизонтальные вибраторы, расположенные в несколько этажей. Если расположить горизонтальные полуволновые вибраторы, возбуждаемые синфазно, друг над другом, то ширина диаграммы направленности такой системы в горизонтальной плоскости останется такой же, как и у одиночного полуволнового вибратора. Напротив, в вертикальной плоскости в этом случае электромагнитное излучение будет концентрироваться в узкий пучок. На рис. 4.4 изображены четыре полуволновых вибратора, расположенные в вертикальной плоскости на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга (возбуждение вибраторов синфазное) , и приведена диаграмма направленности такой системы в вертикальной плоскости. Такое сочетание вибраторов называется многовибраторной антенной, или многовибраторной антенной решеткой с синфазным возбуждением.

Излучение электромагнитных волн происходит в обе стороны от плоскости антенны. Усиление антенны, обусловленное концентрацией излучения в вертикальной плоскости, зависит в первую очередь от числа «этажей» и от расстояния между вибраторами. Оптимальное расстояние между этажами равняется 0,65 - 0,75 λ. Однако расстояние, равное $\lambda/2$ с механической точки зрения имеет некоторые преимущества, и поэтому обычно это расстояние между вибраторами и выбирают. Ниже указаны коэффициенты усиления, по-

лучаемые при использовании антенных решеток, состоящих из горизонтальных синфазно возбуждаемых полуволновых вибраторов, расположенных в вертикальной плоскости друг над другом на расстоянии $\lambda/2$. Итак, два параллельных синфазно возбуждаемых полуволновых вибратора дают усиление 4 дБ, три - 5,5 дБ, четыре - 6,8 дБ, пять - 7,8 дБ, семь - 9,2 дБ, восемь - 9,7 дБ, девять - 10,2 дБ, а десять параллельных синфазно возбуждаемых полуволновых вибраторов дают усиление 10,7 дБ.

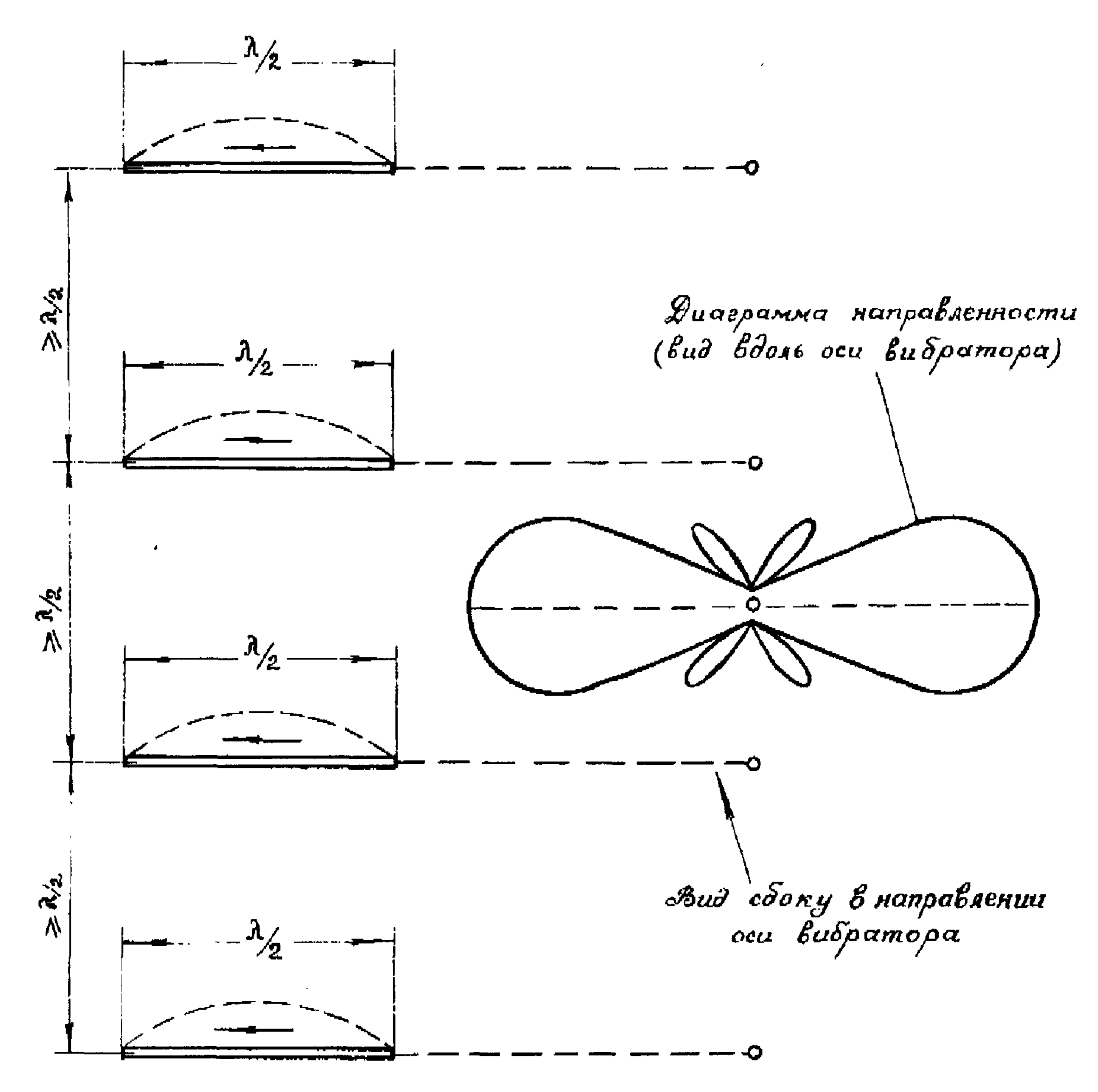


Рис. 4.4. Этажное расположение четырех синфазно возбуждаемых горизонтальных вибраторов.

Так же как и в случае линейно расположенных вибраторов, использование рефлекторов дает увеличение коэффициента усиления на 3 дБ. Если расстояние между вибраторами и рефлекторами равняется 0,25 λ, то сопротивление излучения вибраторов в этом случае не меняется. Использование вместо рефлекторов рефлекторной решетки дает увеличение коэффициента усиления равное 7 дБ.

4.3. Синфазное возбуждение параллельных вибраторов. Незамкнутая двухпроводная линия длиной $\lambda/2$ трансформирует сопротивления в соотношении 1:1, но при этом поворачивает фазу прилагаемого к ней напряжения на 180°. Если соединить два параллельных полуволновых вибратора с помощью полуволновой двухпроводной линии, то в этом случае вибраторы будут возбуждаться в противофазе (см. положение стрелок, показывающих направления тока на рис. 4.5, *а*). Так как требуется возбуждать вибраторы в базе, то полуволновую соединительную линию следует перекрестить (рис. 4.5, *б*).

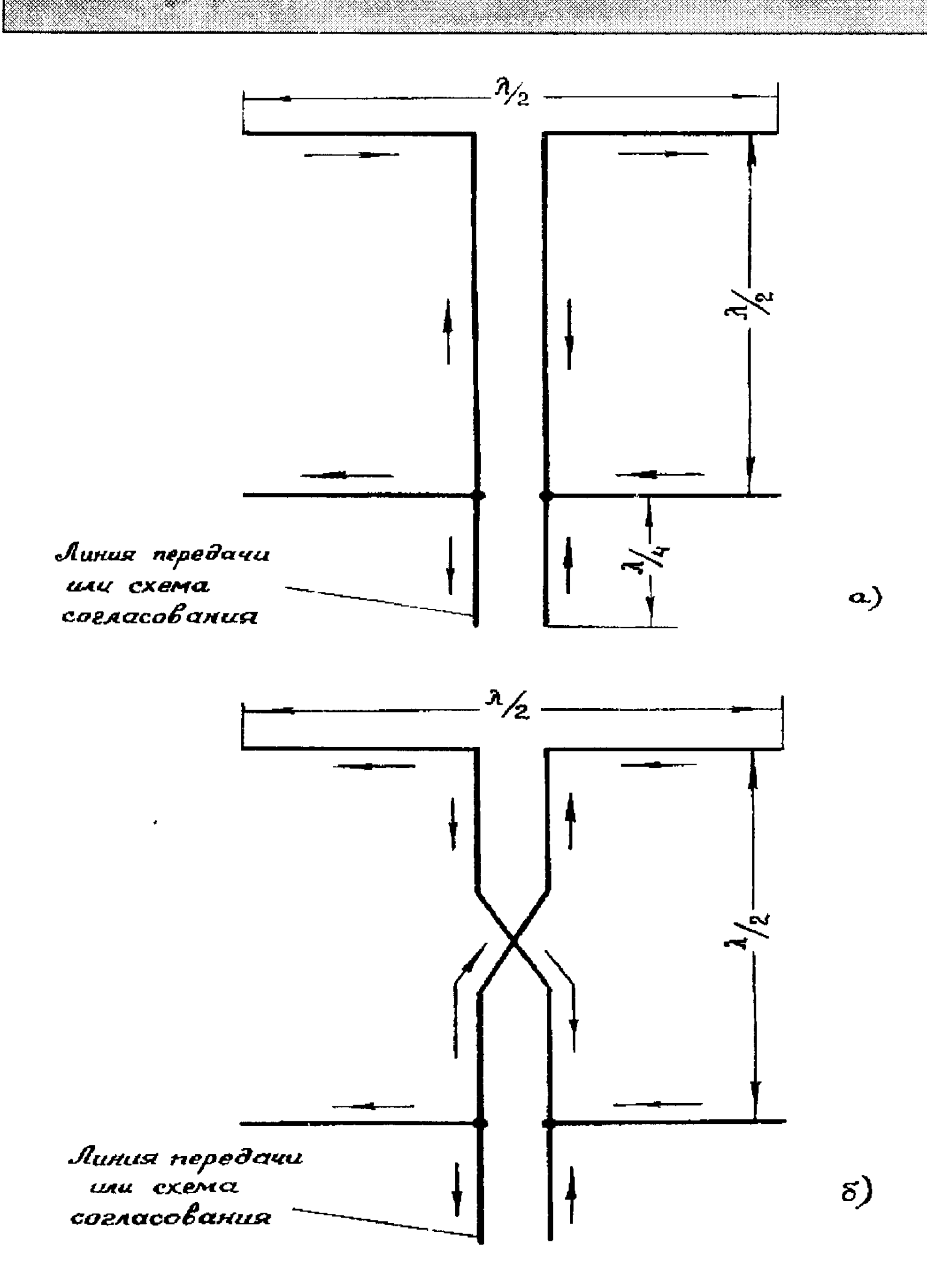


Рис. 4.5. Возбуждение двух параллельных вибраторов.

а - противофазное возбуждение двух параллельных вибраторов, расположенных на расстоянии λ/2 друг от друга;
б - синфазное возбуждение двух параллельных вибраторов, расположенных на расстоянии λ/2 друг от друга при помощи соединительной линии.

Если для связи между полуволновыми вибраторами используется отрезок двухпроводной линии 1λ (рис. 4.6), то в этом случае перекрещивания не требуется, так как эта линия преобразует сопротивление в соотношении 1:1 и, кроме того, не сдвигает фазы приложенного к ней напряжения (вернее сдвигает на 360°).

В случае использования волновой линии, связывающей вибраторы, расстояние между ними должно быть оптимальным, т.е. составлять 0,65-0,75 λ. На практике это осуществляется или за счет укладывания соединительной линии, как показано на рис. 4-7, *а*, или же выбирается соединительная линия с коэффициентом укорочения, равным 0,65-0,75 λ. Геометрическая длина линии связи равна в последнем случае 0,65 - 0,75 λ, т.е. расстоянию между вибраторами, а электрическая длина линии (с учетом коэффициента укорочения) равна 1λ.

Питание и синфазное возбуждение вибраторов с помощью полуволновых перекрещенных соединительных линий в случае больших антенных решеток применяется наиболее часто, а согласование всего антенного комплекса с линией передачи производится при помощи соответствующей трансформирующей схемы, подключаемой к нижнему этажу антенной решетки. На рис. 4.8 в качестве примера показана антенная решетка, состоящая из четырех полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии λ/2, с линией питания, подключенной к нижнему этажу.

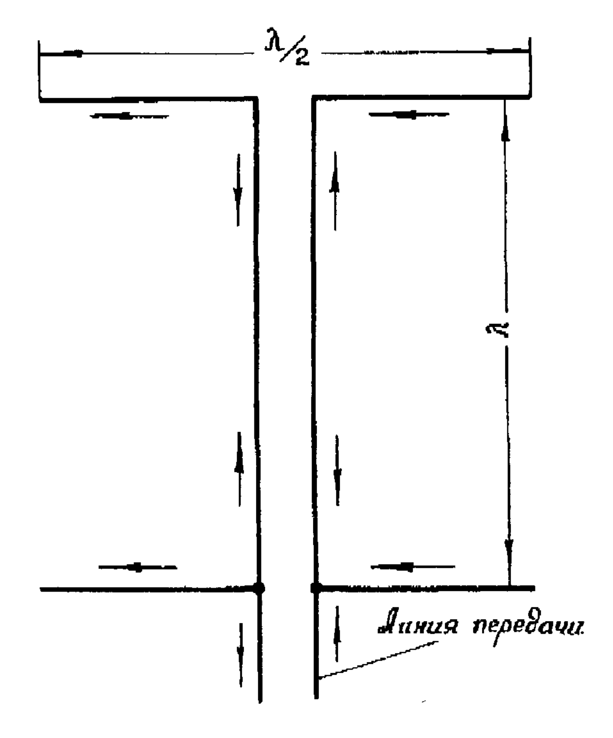
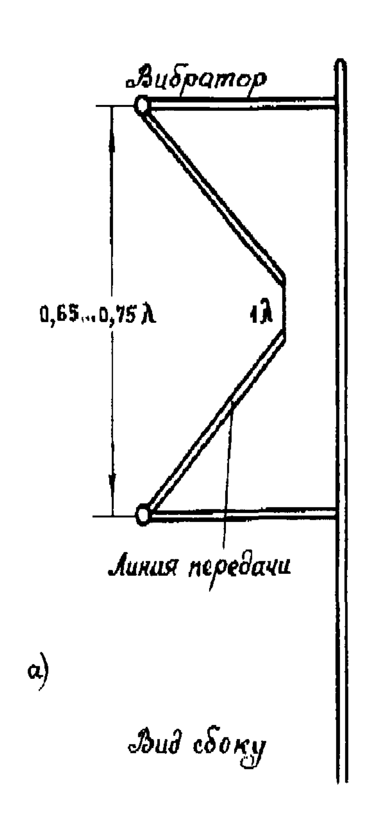


Рис. 4.6. Синфазное возбуждение двух параллельных вибраторов при помощи волновой соединительной линии

Так как входное сопротивление полуволнового вибратора в диапазоне УКВ в среднем можно считать равным 60 Ом, то, следовательно, параллельное соединение четырех полуволновых вибраторов будет иметь входное сопротивление, равное 15 Ом. Это входное сопротивление может быть согласовано с линией передачи, имеющей волновое сопротивление 240 Ом, с помощью четвертьволнового согласующего шлейфа. Если в качестве линии передачи используется кабель с волновым сопротивлением 240 Ом и коэффициентом укорочения 0,8, то размеры согласующего четвертьволнового шлейфа могут быть получены с помощью графиков, приведенных ранее. На расстоянии X=0,04 λ от точек питания антенны подключается незамкнутый отрезок ленточного кабеля длиной 0,21 λ. Так как линия передачи и согласующая схема изготовляются из одного и того же кабеля, то в обоих случаях следует учитывать коэффициент укорочения, равный 0,8. Если рабочая волна имеет длину, равную 207 см, то в этом случае для приведенного выше примера размеры согласующего устройства следующие: длина незамкнутого отрезка кабеля 207 · 0,21=43,47 см, а с учетом коэффициента укорочения равного 0,8, геометрическая длина отрезка равна 43,47×0,8≈35 см; расстояние X=207 · 0,04=8,28, и с учетом коэффициента укорочения геометрическая длина этого отрезка равна 8,28×0,8≈ 6,6 см.



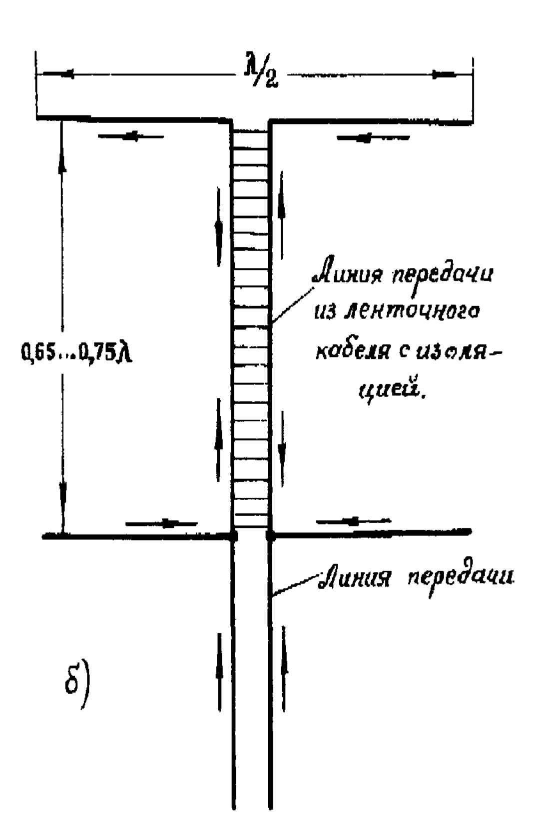


Рис. 4.7. Синфазное возбуждение параллельных вибраторов при оптимальном расстоянии между ними с помощью волновых соединительных линий.
а - сокращение расстояния между вибраторами механическим способом; *б* - сокращение расстояния между вибраторами за счет коэффициента укорочения соединительной линии.

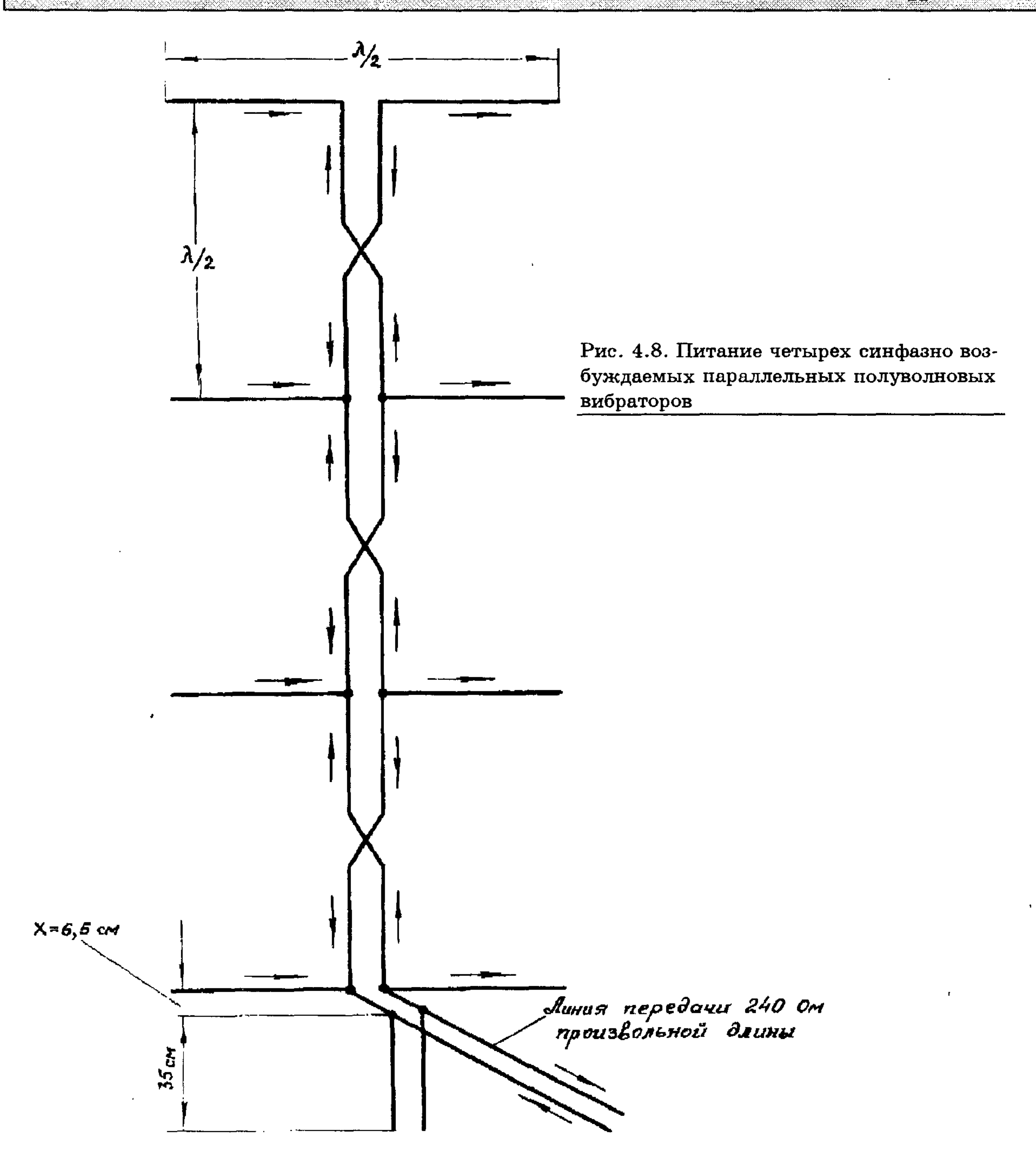


Рис. 4.8. Питание четырех синфазно возбуждаемых параллельных полуволновых вибраторов

Рассмотренный способ питания антенной решетки имеет тот недостаток, что самый верхний вибратор возбуждается слабее, чем самый нижний вибратор, так как по мере распространения волны по линии часть энергии теряется на излучение. Вследствие сказанного возникает небольшой сдвиг фаз в распределениях токов и напряжений в различных вибраторах, что приводит в большинстве случаев к увеличению вертикального угла излучения и, кроме того, антенна в этом случае имеет чрезвычайно узкую полосу пропускания.

Эти недостатки в питании антенной решетки моно устранить, если систему вибраторов питать посередине, как показано на рис. 4.9. Как видно из этого рисунка, соединительная линия между вторым и третьим этажами не перекрещивается и все же возбуждение диполей происходит в фазе. Это происходит потому, что в данном случае полуволновая линия с подсоединенной к ее середине линией питания представляет собой параллельное соединение двух четвертьволновых трансформаторов (*XX-A* и *XX-B*). Таким образом, четвертьволновый отрезок, включенный между точками питания антенны и точками присоединения линии питания, представляет собой четвертьволновый трансформатор, волновое сопротивление которого определяется в зависимости от необходимого коэффициента трансформации сопротивления. Таким образом, антенная система делится на две равные

группы, каждая из которых состоит из двух параллельных вибраторов, и каждая группы согласуется с линией питания с помощью четвертьволнового трансформатора. Так как входное сопротивление каждого вибратора равно 60 Ом, а в каждой группе имеет по два вибратора, то входное сопротивление группы равно 30 Ом (в точках питания A и B). Это сопротивление нужно трансформировать в сопротивление, равное по величине волновому сопротивлению линии передачи. Так как при этом в точке питания всей антенной системы соединены параллельно два четвертьволновых трансформатора, то при вычислении необходимого волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора следует подставлять в формулу удвоенное волновое сопротивление линии передачи. Так, например, если в качестве линии передачи используется ленточный кабель УКВ с волновым сопротивлением 240 Ом, то в формулу для вычисления необходимого волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора следует подставлять значение 480 Ом:

$$Z_{тр} = \sqrt{Z_А 2Z},$$

где $Z_{тр}$ - волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора;

$Z_А$ - входное сопротивление группы вибраторов;

Z - волновое сопротивление линии передачи.

Следовательно, для приведенного выше примера:

$$Z_{тр} = \sqrt{30 \cdot 480} = \sqrt{144000} = 120 \text{ Ом}.$$

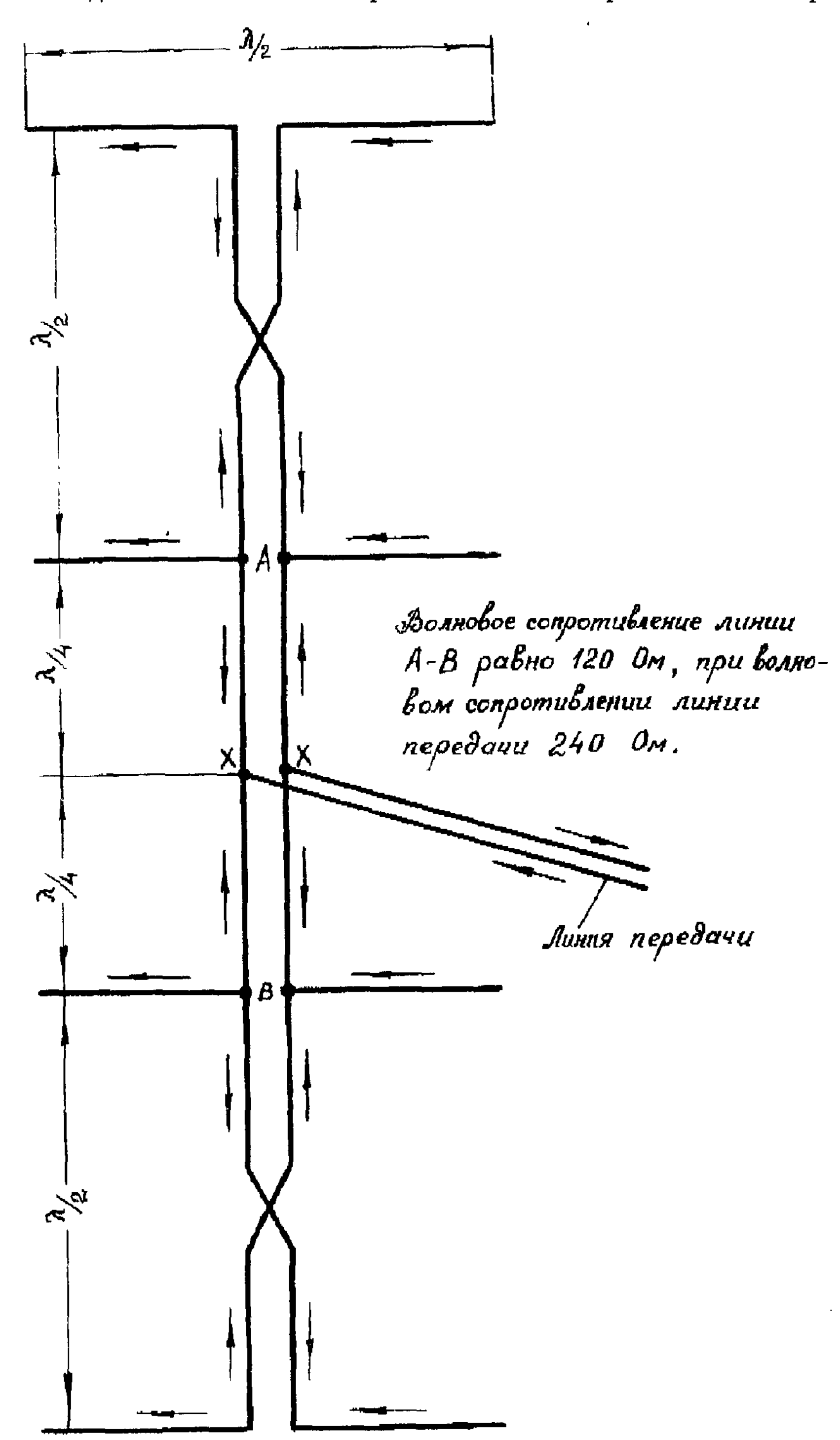


Рис. 4.9. Вибраторная решетка с центральным питанием, состоящая из четырех параллельных полуволновых вибраторов.

В случае, если в точках XX антенна подключена к настроенной линии, то волновое сопротивление отрезков линий XX-A и XX-B не имеет значения и эти линии могут быть изготовлены исходя из чисто механических соображений.

Если число этажей нечетное (3,5 и т.д. параллельных вибраторов), центральное питание антенной решетки осуществляется еще проще, как показано на рис. 4.10. Низкое входное сопротивление антенны согласуется с волновым сопротивлением линии передачи любой длины с помощью соответствующей трансформирующей схемы (в схеме на рис. 4.10 входное сопротивление рав-

но 60:3=20 Ом) . Так как возбуждаемый вибратор разорван посередине, то в этом случае нельзя использовать полностью металлическую конструкцию антенны. Поэтому такую антенную систему обычно крепя на деревянной несущей конструкции на изоляторах, расположенных по возможности ближе к точке питания (минимум напряжения). Длина вибраторов с достаточной точностью может быть рассчитана по формуле:

$$l\,[\text{м}] = \frac{141}{[\text{Мгц}]}.$$

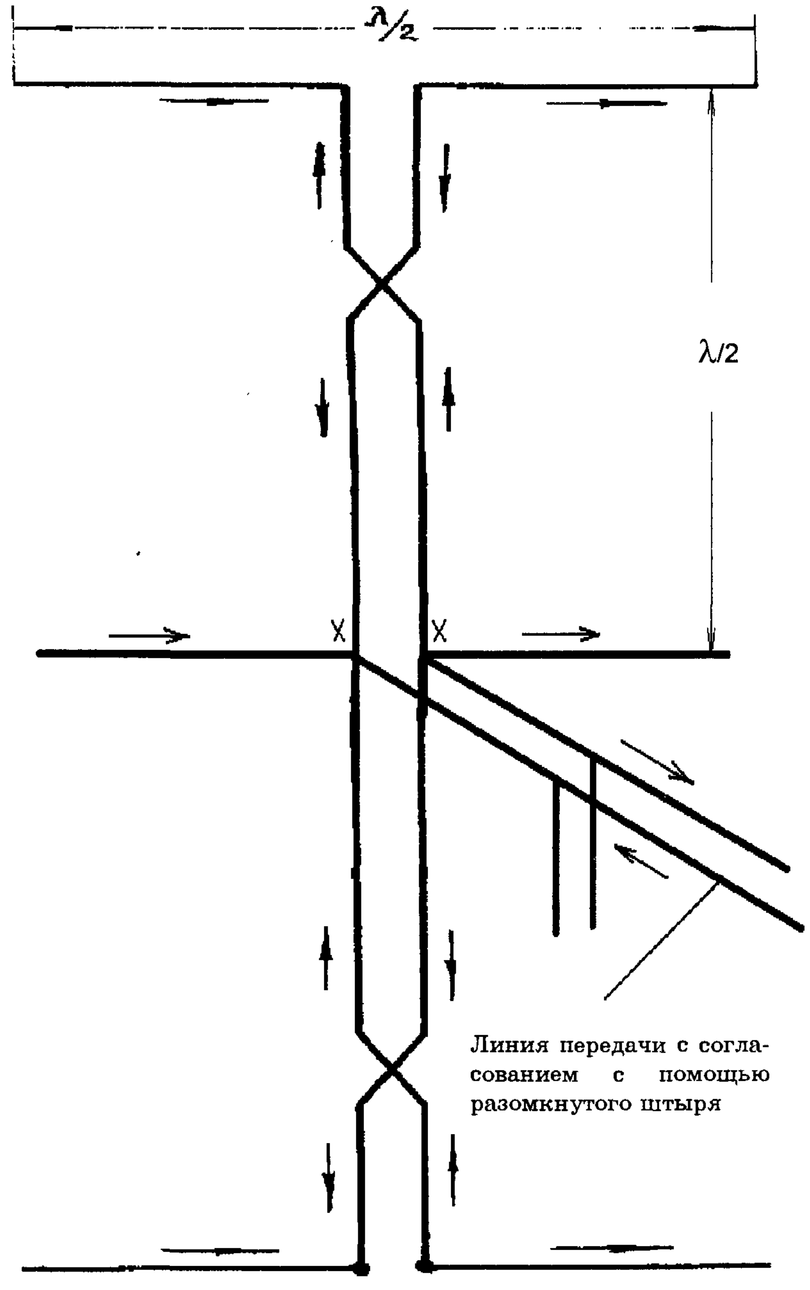


Рис. 4.10. Центральное питание при нечетном числе параллельных вибраторов.

Точное значение геометрической длины вибратора получается, когда учитывается коэффициент укорочения диполя в зависимости от соотношения длины волны и диаметра проводника вибратора. Следует отметить, что в общую длину вибратора входит и длина разрыва между его половинами. В диапазоне УКВ этот разрыв имеет ширину 1-2 см.

На рис. 4.11 изображен возможный вариант конструкции, использующей только металлические элементы. В этой конструкции полуволновое элементы не разрываются посередине, а крепятся с помощью Т-образных схем, которые позволяют подобрать входное сопротивление вибратора равным величине, удобной для дальнейшего согласования. В этом случае полуволновый вибратор может крепиться посередине к металлической несущей конструкции (минимум напряжения).

Такой способ крепления антенны обычно применяется в заводских антеннах, так как для радиолюбителя трудно определить необходимые размеры Т-образного согласующего устройства, которые обычно определяются в ходе длительного эмпирического подбора.

На практике почти всегда используют сужение диаграммы направленности в вертикальной плоскости за счет расположения полуволновых вибраторов друг над другом и сужение в горизонтальной плоскости за счет линейного расположения полуволновых вибраторов. Такие антенны называются многовибраторными.

4.4. Многовибраторные антенны.

Самая простая многовибраторная антенна состонт из двух полуволновых вибраторов, расположенных по одной линии и двух полуволновых вибраторов, расположенных над ними на расстоянии $\lambda/2$ (рис. 4.12).

Эта антенна представляет собой не что иное, как Н-образную антенну, описанную в разделе «Коротковолновые антенны». Два параллельных диполя, расположенных друг над другом на расстоянии $\lambda/2$, дают коэффициент усиления, равный 4 дБ. Кроме того, следует учитывать, что в каждом «этаже» имеется по два линейно расположенных полуволновых вибратора, возбуждаемых синфазно, и вследствие этого происходит дополнительное увеличение коэффициента усиления на 1,8 дБ. Общий коэффициент усиления антенны равен 4+1,8=5,8 дБ (см. табл. 4.1).

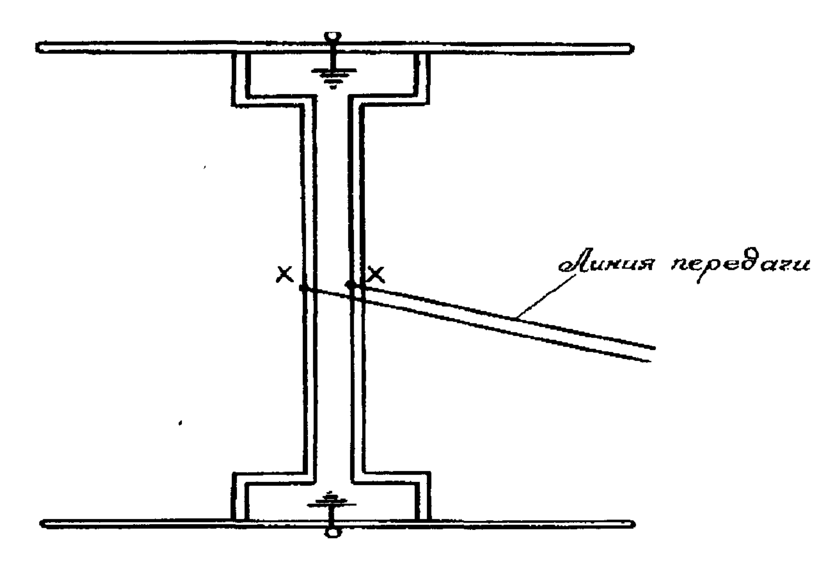


Рис. 4.12. Питание параллельных вибраторов в случае цельнометаллической конструкции антенны

Два полуволновых вибратора, расположенных линейно, образуют волновой вибратор, электрические параметры которого отличаются от параметров полуволнового вибратора. Волновый вибратор питается в точке максимума напряжения и, следовательно, его входное сопротивление имеет большое значение и зависит от отношения λ/d. Коэффициент укорочения такого вибратора также зависит от λ/d. Кроме того, входное сопротивление волнового вибратора зависит от ширины разрыва между его половинками и от взаимного расстояния между этажами антенны. Поэтому значение входного сопротивления волнового вибратора, полученное расчетным методом, только приблизительно соответствует действительному значению входного сопротивления.

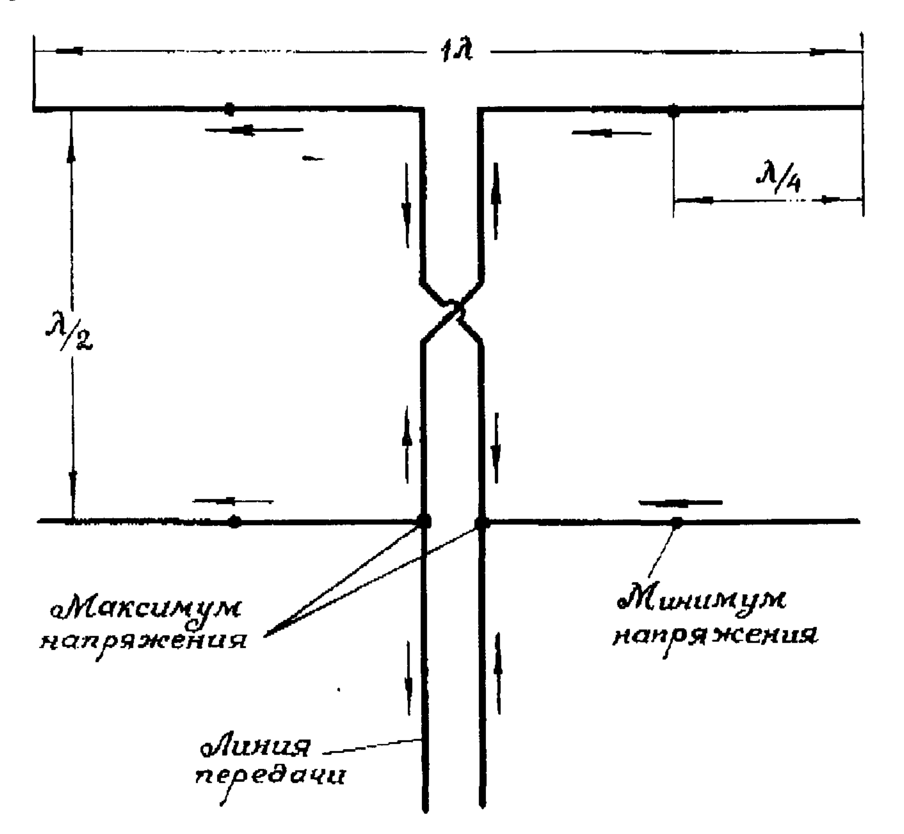


Рис. 4.13. Четырехэлементная антенна.

Большое входное сопротивление волнового вибратора упрощает задачу согласования многовибраторной антенны с линией передачи, так как параллельное соединение волновых вибраторов дает значение общего входного сопротивления антенны, позво-

ляющее непосредственное подключение линии передачи к антенне. К недостаткам конструкции многовибраторной антенны следует отнести требование хорошей изоляции волновых вибраторов вблизи точки питания (максимум напряжения). Поэтому следует избегать крепления вибраторов вблизи точки питания к несущей конструкции, так как даже хорошие изоляторы при сырой погоде дают значительные потери. Минимумы напряжения в волновом вибраторе находятся приблизительно на расстоянии $\lambda/4$ от его концов, и поэтому желательно крепить вибратор к несущей конструкции именно в этих точках. Однако распределение напряжения по длине волнового вибратора значительно более неравномерно по сравнению с распределением напряжения по длине полуволнового вибратора, и поэтому даже в точках, где теоретически должны быть узлы напряжения имеется все же некоторое напряжение. Поэтому не рекомендуется применять полностью металлическую конструкцию антенны, и в точках крепления следует использовать изоляторы (вполне подходят изоляторы из пропитанной древесины).

Таблица 4.1

Определение коэффициента усиления многовибраторной антенны.

Число параллельных вибраторов (этажей)	Число коллинеарных полуволновых вибраторов в одной плоскости									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1,0	1,8	3,4	4,6	5,6	6,5	7,3	7,9	8,3	8,6
2	4,0	5,8	7,4	8,6	9,6	10,5	11,3	11,9	12,3	12,6
3	5,5	7,3	8,9	10,1	11,1	12,0	12,8	13,4	13,8	14,1
4	6,8	8,6	10,2	11,4	12,4	13,3	14,1	14,7	15,1	15,4
5	7,8	9,6	11,2	12,4	13,4	14,3	15,1	15,7	16,1	16,4
6	8,5	10,3	11,9	13,1	14,1	15,0	15,8	16,4	16,8	17,1
7	9,2	11,0	12,6	13,8	14,8	15,7	16,5	17,1	17,4	17,7
8	9,7	11,5	13,1	14,3	15,3	16,2	17,0	17,6	18,0	18,3
9	10,2	12,0	13,6	14,8	15,8	16,7	17,5	18,1	18,5	18,8
10	10,7	12,5	14,1	15,3	16,3	17,2	18,0	18,6	19,0	19,3
11	11,1	12,9	14,5	15,7	16,7	17,6	18,4	19,0	19,4	19,7
12	11,5	13,3	14,9	16,1	17,1	18,0	18,8	19,4	19,8	20,1

4.5. Коэффициент усиления многовибраторных антенн.

Усиление сложной антенны складывается из усилений, даваемых линейно расположенными вибраторами, и усиления, получаемого за счет расположения вибраторов друг над другом в виде "этажей". Теоретически рассчитанный таким образом коэффициент усиления любой многовибраторной антенны может быть определен с помощью таблицы 4-1. Приведенные значения коэффициентов усиления относятся к расстоянию между этажами, равному $\lambda/2$, при очень небольшом расстоянии между вибраторами, расположенными в дном ряду (ширина разрывов соответствует приблизительно диаметру проводов вибраторов). Коэффициент усиления приведена в децибелах по отношению к коэффициенту усиления, даваемого одиночным полуволновым вибратором. Необходимо только значить число "этажей" и число полуволновых вибраторов, расположенных линейно в ряд.

Например, 5 волновых вибраторов на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга образуют многовибраторную антенну состоящую из 5 "этажей" (вертикальный ряд) по два полуволновых вибратора в каждом (горизонтальный ряд) и на пересечении этой строки и колонки получаем искомый коэффициент усиления многовибраторной антенны 9,6 дБ.

Многовибраторные антенны излучают в оба направления, перпендикулярных к плоскости антенны. Располагая на некотором расстоянии от вибратора рефлекторы, диаграм-

му направленности можно сделать односторонней, и при этом коэффициент усиления увеличивается в среднем на 3 дБ.

4.6. Питание многовибраторных антенн. Сведения, приведенные выше относительно питания расположенных друг над другом горизонтальных полуволновых вибраторов, относятся также и к питанию многовибраторных антенн. При этом следует, однако учитывать, что входное сопротивление волновых вибраторов высокоомно и, таким образом, в этом случае соотношения сопротивлений меняются на обратные.

Разъясним эти положения на примере. На рис. 4.13 показана многовибраторная антенна, состоящая из четырех этажей по 2 полуволновых вибратора в каждом этаже, возбуждаемых синфазно. Диаметр проводников, из которых изготовлены элементы антенны, равен 20 мм, рабочая длина волны 207 см. Отсюда отношение длина волны/диаметр проводника равно 2070:20 ≈ 100. В этом случае входное сопротивление каждого вибратора равно приблизительно 900 Ом и коэффициент укорочения равен приблизительно 0,87. При этом имеем геометрическую длину волнового вибратора 207·0,87 ≈ 180 см.

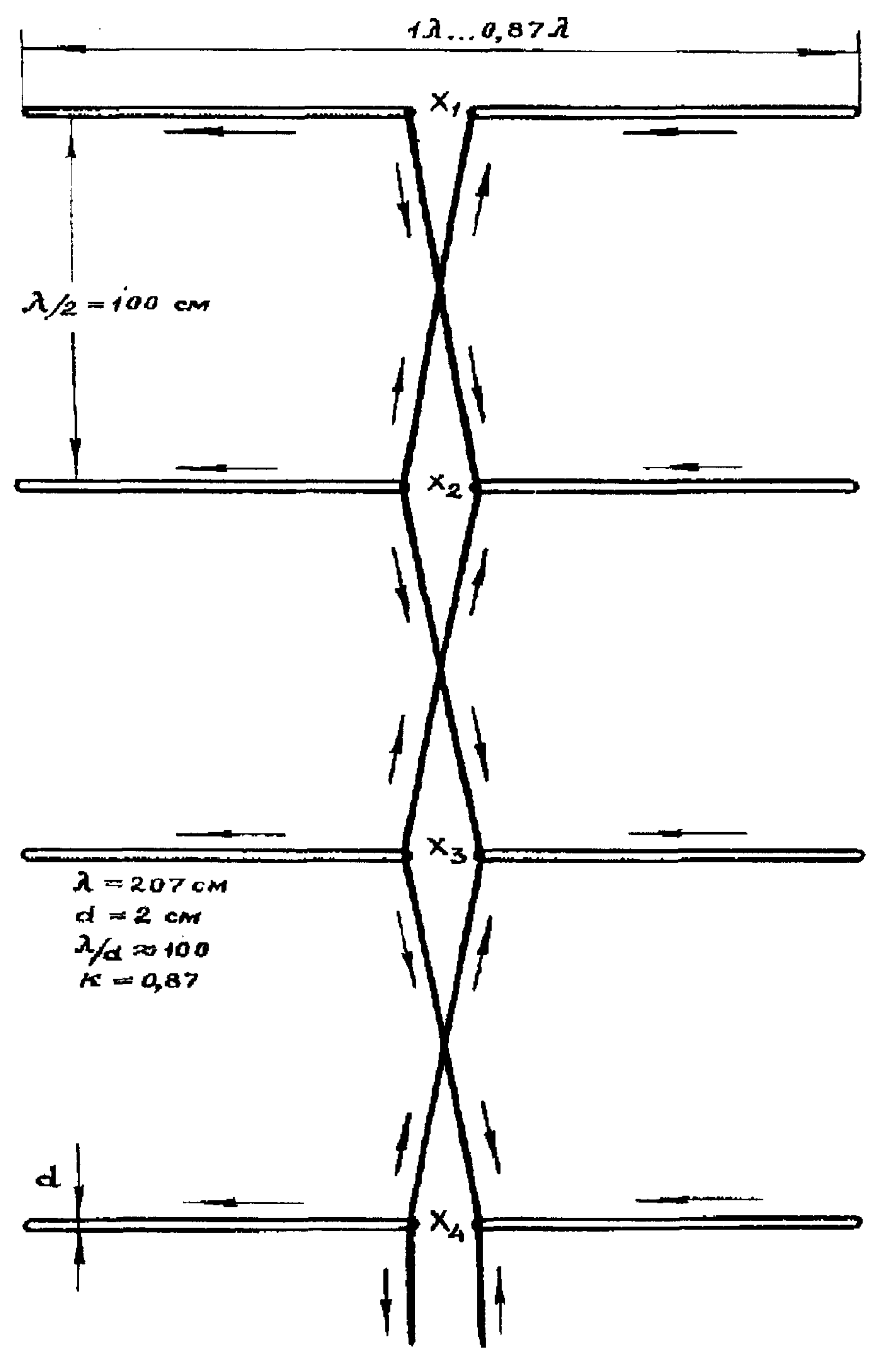


Рис. 4.13. Многовибраторная антенна с питанием через нижний вибратор.

Так как каждый вибратор имеет входное сопротивление около 900 Ом, а всего их 4 и соединены они параллельно, то в точке X_4 входное сопротивление всей антенны равно 225 Ом, так же как и в точках X_3, X_2, X_1. Таким образом, во всех этих точках можно непосредственно подключить ленточный кабель УКВ с волновым сопротивлением 240 Ом и при этом коэффициент стоячей волны не будет чрезвычайно большим.

Если же в качестве линии передачи используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 60 Ом, то в этом случае следует применить полуволновую петлю, которая трансформируя сопротивление в отношении 1:4, одновременно осуществляет

симметрирование коаксиального кабеля. Если же в точке питания антенны входное сопротивление имеет значение, не позволяющее непосредственно подключить линии питания, то следует использовать соответствующие схемы. При этом особенно желательно, чтобы все вибраторы возбуждались по возможности синфазно, так как в противном случае, как уже упоминалось выше, диаграмма направленности антенны начинает "косить" вверх, что уменьшает полосу пропускания антенны. На рис. 4.14 изображена многовибраторная антенна с центральным питанием, которая свободна от указанных недостатков.

Центральное питание обеспечивает более "чистую" диаграмму направленности при одновременном увеличении полосы пропускания антенны. Неперекрещенная соединительная линия между вторым и третьим этажами представляет собой параллельное соединение двух четвертьволновых трансформаторов. Расчет размеров соединительной линии между точками *A* и *B* проводится аналогично, как и для антенны, изображенной на рис. 4.9, а именно:

$$Z_{тр} = \sqrt{Z_A\ 2Z}\ ,$$

где $Z_{тр}$ - волновое сопротивление четвертьволновых трансформаторов;

Z_A - входное сопротивление антенны;

Z - волновое сопротивление линии питания.

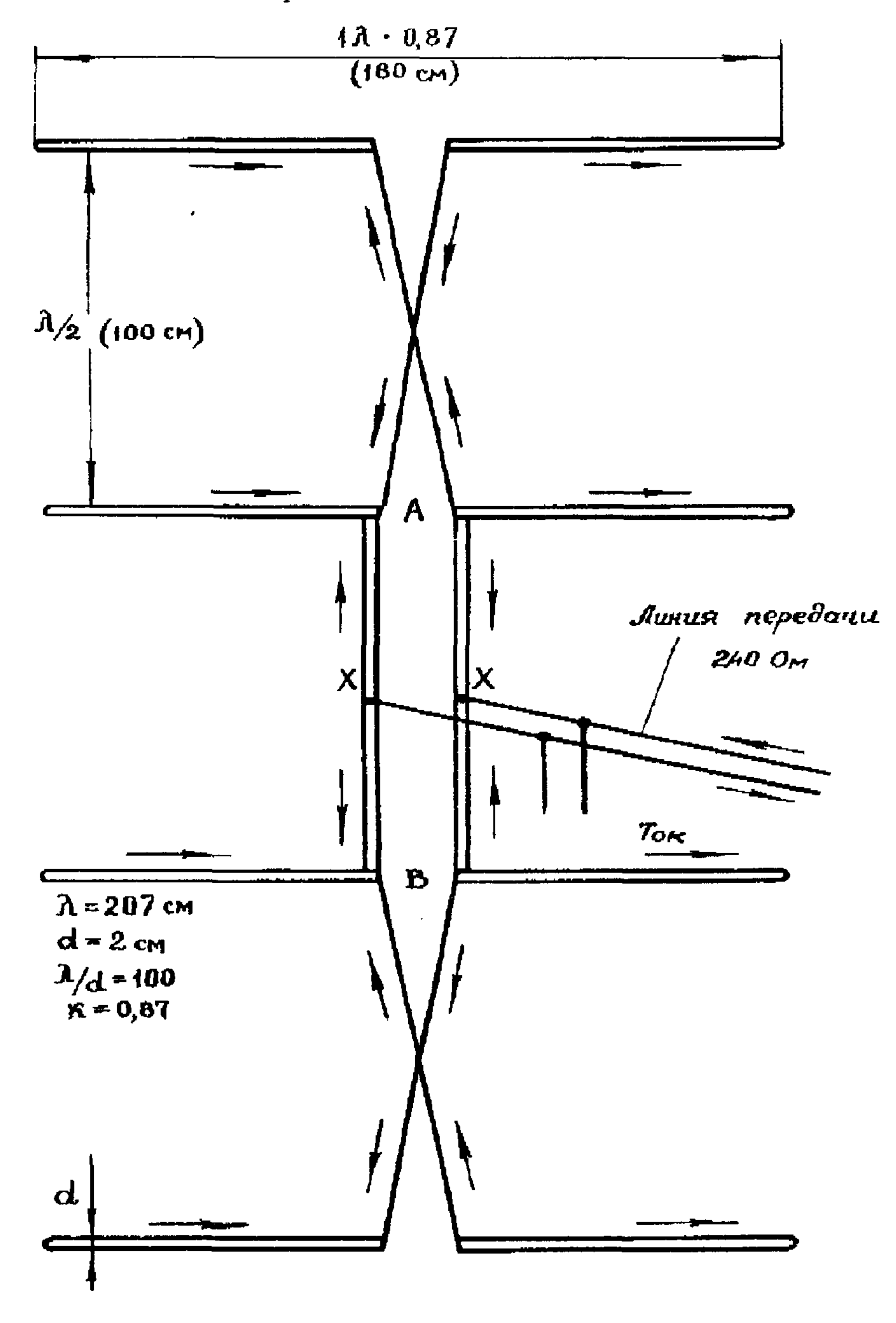


Рис. 4.14. Многовибраторная антенна с центральным питанием.

Входное сопротивление в точка *A* и *B* равняется 450 Ом (2 волновых вибратора с входным сопротивлением 900 Ом, соединенных параллельно). Если система должна быть согласована с линией передачи, имеющей во-лновое сопротивление 240 Ом, то

$$Z_{тр} = \sqrt{450 \cdot 480} \approx$$
$$\approx 465\ Ом.$$

Выполнение такого четвертьволнового трансформатора затруднительно, так как для получения такого волнового сопротивления расстояние между трубками трансформатора должно быть слишком большим и разрывы между половинами вибраторов следовало бы значительно увеличить, что недопустимо. Поэтому соединительную линию между точками *A* и *B* изготовляют исходя из чисто механических соображений, а получаемое в результате входное сопротивление многовибратор-

ной антенны согласуют с линией питания с помощью четвертьволнового согласующего шлейфа. Например, если линия *AB* изготовляется из трубок диаметром 20 мм с расстоянием между центрами трубок, равным 40 мм, то по графику волновое сопротивление такой линии равно 160 Ом:

$160 = \sqrt{450X}$;

$X = 57$.

Таким образом, четвертьволновый трансформатор трансформирует входное сопротивление группы вибраторов в сопротивление 57 Ом в точках *XX*. Так как антенна состоит из двух групп вибраторов, соединенных параллельно, то таким образом, в точках *XX* общее входное сопротивление антенны 28 Ом. Это сопротивление может быть согласовано с любой линией передачи с помощью незамкнутого четвертьволнового согласующего шлейфа.

Очень практичным способом питания является схема, изображенная на рис. 4.15.

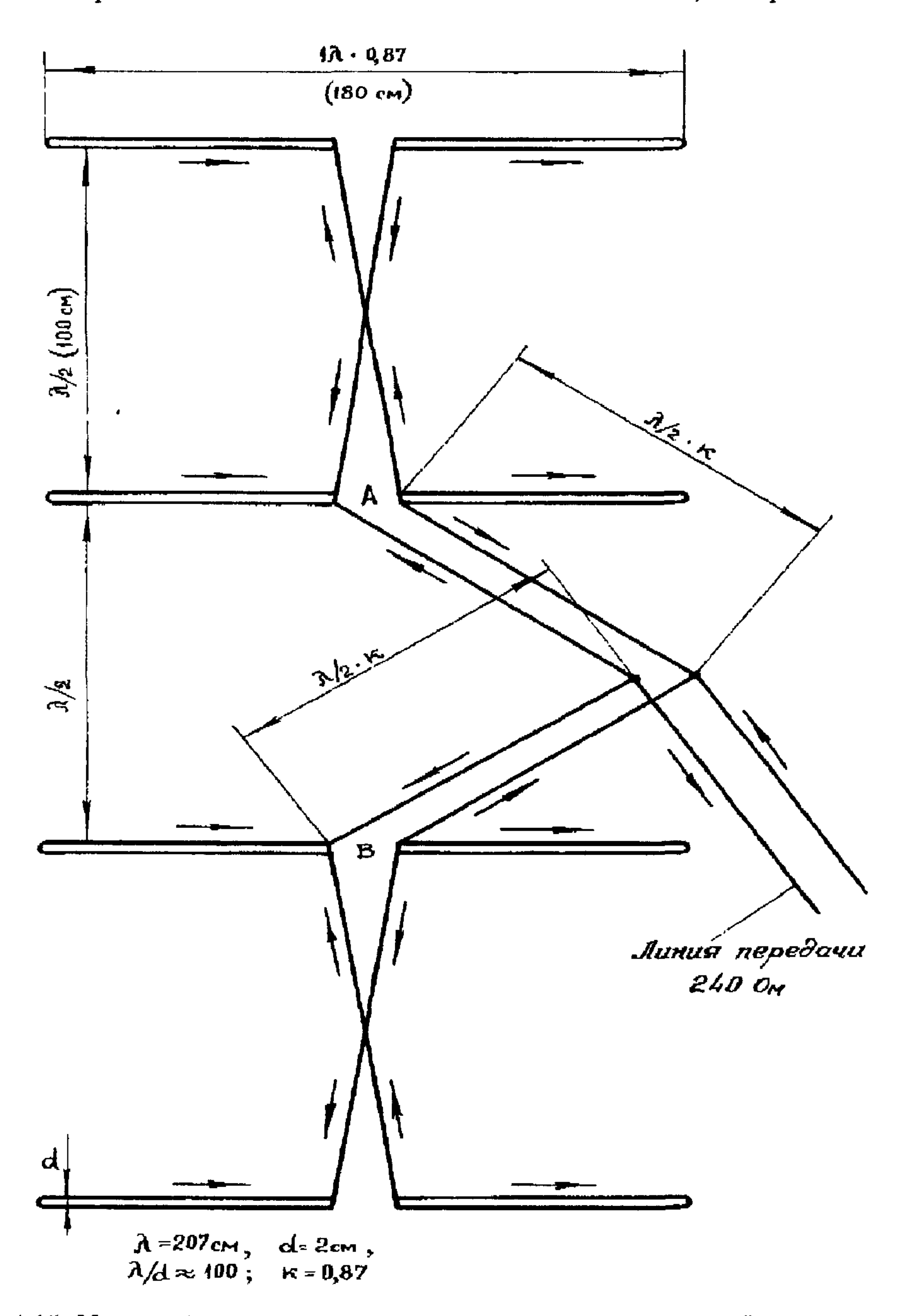


Рис. 4.15. Многовибраторная антенна с линией передачи, имеющей широкую полосу пропускания.

В этом случае полностью отказываются от применения четвертьволновых трансформаторов вместо них между точками *A* и *B* включаются полуволновые отрезки линий, которые трансформируют сопротивление в отношении 1:1. Входное сопротивление в точках *A* и *B* равно 450 Ом, как и в предыдущем случае, два сопротивления по 450 Ом в точках *XX* соединены параллельно и, следовательно, общее сопротивление в этих точках 225 Ом. Следовательно, к точка *XX* можно присоединить кабель с волновым сопротивлением 240 Ом, коэффициент стоячей волны при этом редко будет превосходить 1,5. Из расположенных стрелок, указывающих направление токов, видно, что в данном случае нет необходимости в перекрещивании соединительных линий. Волновое сопротивление соединительных линий также не имеет принципиального значения, так как они представляют собой настроенные линии связи. Соединительные

линии могут быть изготовлены из двухпроводных линий с воздушной изоляцией или ленточного кабеля УКВ. Следует только обращать внимание на то, чтобы их электрическая длина была $\lambda/2$, т.е. следует принимать во внимание коэффициент укорочения (коэффициент укорочения для двухпроводной линии с воздушной изоляцией равен 0,975 м, для ленточного кабеля УКВ с волновым сопротивлением 240 Ом - 0,80).

Если в точках XX сопротивление не позволяет непосредственно подключить линию передачи, то в этом случае согласование может быть проведено с помощью четвертьволнового согласующего трансформатора или с помощью четвертьволнового согласующего шлейфа. Наиболее оптимальной схемой питания является схема, изображенная на рис. 4.16, т.к. в этом случае все вибраторы возбуждаются синфазно и полностью симметрично. Диаграмма направленности в этом случае особенно правильная, и кроме того, достигается широкая полоса пропускания антенны. Большая полоса пропускания антенны одновременно означает, что все размеры некритичны.

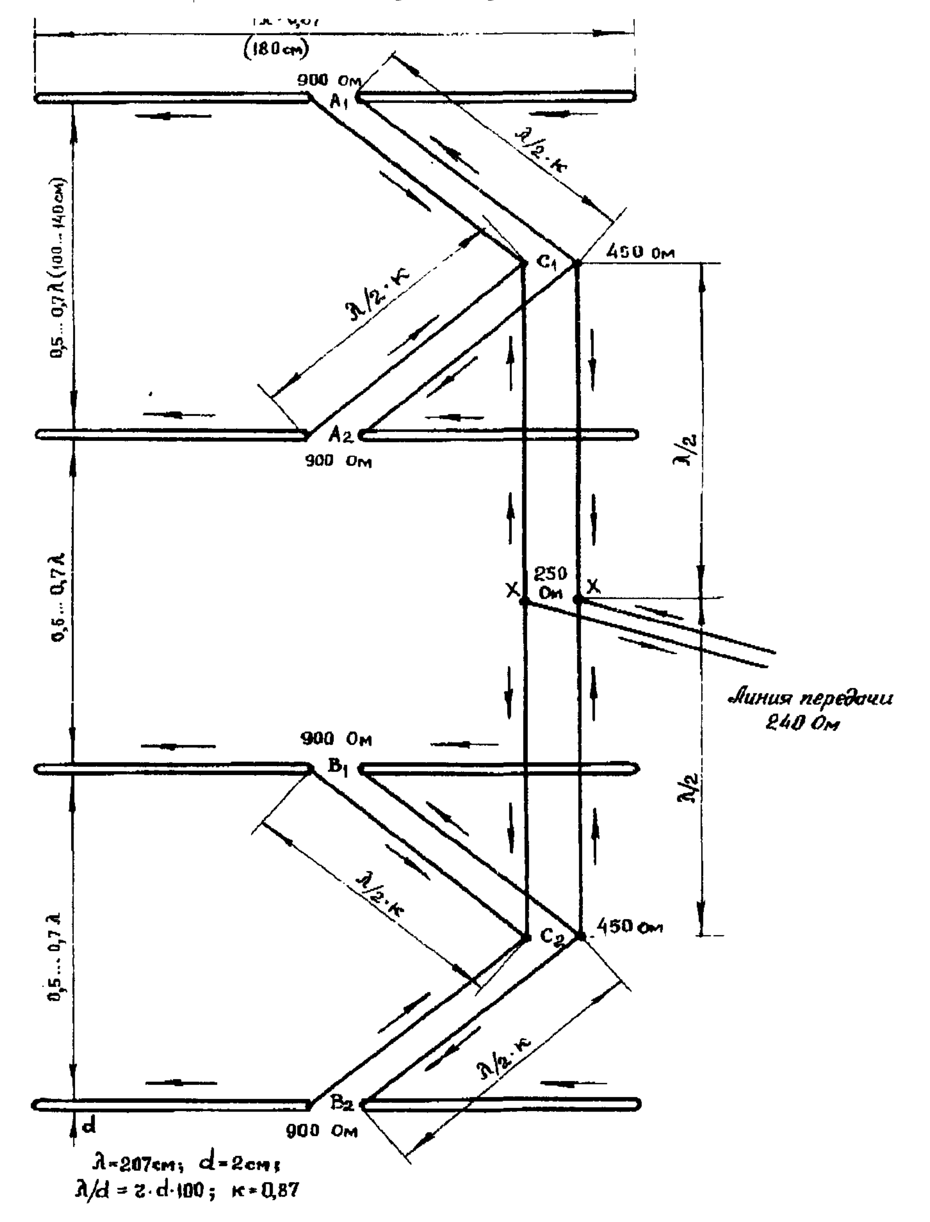


Рис. 4.16. Полностью симметричная многовибраторная антенна с широкополосной линией передачи.

Такой вид питания позволяет также увеличить расстояние между этажами до 0,7λ, что приводит к дополнительному увеличению коэффициента усиления. Размеры полуволновых линий связи, приведенные на рис. 4.15, справедливы и в этом случае. Благодаря параллельному соединению линий в точках C_1, C_2 и XX общее входное сопротивление в точках XX 225 Ом.

Если многовибраторная антенна имеет нечетное число "этажей" (3, 5 и т.д.), то используется схема питания, изображенная на рис. 4.17.

Если в точке питания сопротивление имеет неудобное значение с точки зрения непосредственного подключения линии передачи, то согласование осуществляется с помощью четвертьволнового трансформатора или с помощью четвертьволнового согласующего шлейфа. В данной схеме питания возбуждение всех вибраторов происходит несинфазно, и поэтому, особенно у антенны, имеющей 5 "этажей", происходит искажение диаграммы направленности.

Большие многовибраторные антенны следует разделять на небольшие группы, как показано на рис. 4.18, причем в схеме питания должны соблюдаться следующие условия: отдельные группы должны быть совершенно идентичными в механическом и электрическом отношениях, и таким образом, в точках A, B, C и D входные сопротивления должны быть одинаковыми: линии связи A-XX, B-XX, C-XX и D-XX должны иметь длину, кратную $\lambda/2$ (учитывать коэффициент укорочения) и быть одинаковыми, так как указанные линии связи не перекрещиваются, то следует следить за тем, чтобы в точках XX (как показано на рис. 4.18) между собой связывались только одинаковые половины вибраторов.

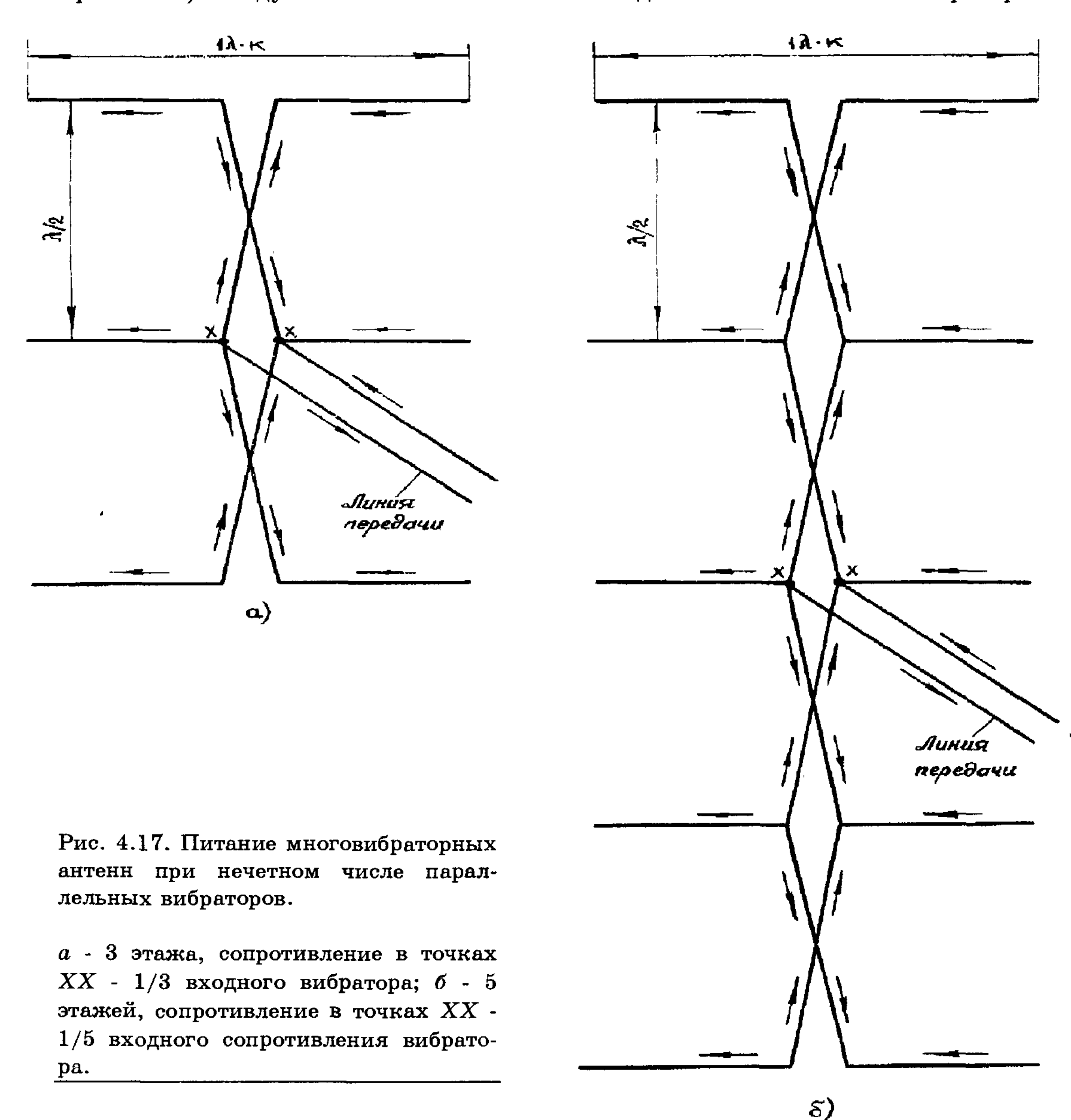


Рис. 4.17. Питание многовибраторных антенн при нечетном числе параллельных вибраторов.

а - 3 этажа, сопротивление в точках XX - 1/3 входного вибратора; *б* - 5 этажей, сопротивление в точках XX - 1/5 входного сопротивления вибратора.

При изображенном соединении групп сопротивление в точках XX составляет 1/4 входного сопротивления отдельной группы. Если входное сопротивление в точках A,B,C и D примерно 240 Ом, то в точках питания XX сопротивление уже 650 Ом. При этом вся система может питаться по коаксиальному кабелю, подключенному к точкам питания совместно с симметрирующим устройством. Разумеется, в случае необходимости к точкам XX может быть подключена соответствующая согласующая схема для согласования многовибраторной антенны с линией передачи.

Линии связи A-XX, B-XX, C-XX и D - XX имеют электрическую длину, кратную $\lambda/2$ ($2\lambda/2$, $3\lambda/2$ и т.д.; длина, равная $\lambda/2$, не используется, так как она слишком мала. Линии связи представляют собой настроенные линии, поэтому их волновое сопротивление не играет существенной роли.

При соблюдении указанных выше правил таким же образом можно осуществлять питание значительно больших по своим размерам и числу элементов многовибраторных ан-

тенн. Однако можно предложить и другой вариант питания многовибраторной антенны по согласованным линиям передачи, как показано на рис. 4.19.

Расположение отдельных групп вибраторов такое же, как и в схеме на рис. 4.18. Согласованные соединительные линии Z_1,Z_2,Z_3 и Z_4 могут иметь любую длину, однако длина всех линий должна быть одинаковой. Кроме того, должны выполнять следующие требования: отдельные группы вибраторов должны быть совершенно одинаковыми по механическим и электрическим параметрам, и, следовательно, в точках подключения к ним соединительных линий *A*,*B*,*C* и *D* входные сопротивления групп должны быть равными, волновое сопротивление линий связи Z_1,Z_2,Z_3 и Z_4 должно в точности соответствовать входным сопротивлениям в точках *A*,*B*,*C* и *D* или должно быть согласовано с ними с помощью соответствующих согласующих устройств, соединительные линии не перекрещиваются и поэтому следует обратить особое внимание на то, чтобы в точках *XX* соединялись между собой только одноименные половины вибраторов.

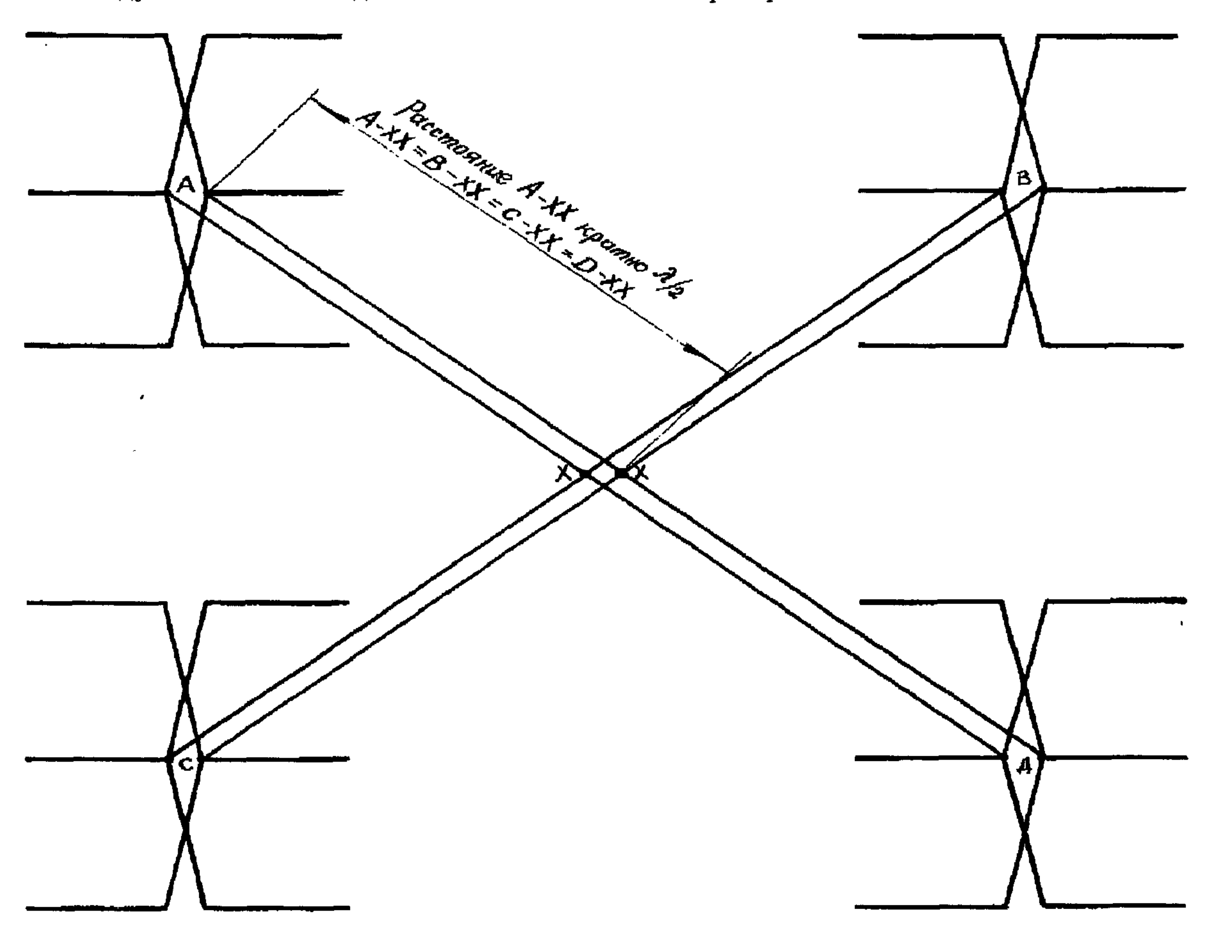


Рис. 4.18. Симметричная схема питания сложной многовибраторной антенны с настроенными линиями; сопротивление в точках *XX* - 1/4 входного сопротивления отдельной группы в точке *A* (*A*=*B*=*C*=*D*)

Так как в точках *XX* параллельно соединяются четыре одинаковые симметричные линии, то входное сопротивление всей системы в этих точках составляет 1/4 волнового сопротивления используемых соединительных линий.

Если, например, отдельные группы в точках *A*,*B*,*C* и *D* имеют входные сопротивления каждое по 240 Ом и к ним подсоединены линии Z_1,Z_2,Z_3 и Z_4 любой длины с волновым сопротивлением 240 Ом в точках *XX* обще входное сопротивление системы будет 60 Ом. Такое входное сопротивление допускает непосредственное подключение к многовибраторной антенне 60-омного коаксиального кабеля с симметрирующим устройством. Входное сопротивление антенной системы можно также трансформировать к любой величине с помощью четвертьволнового трансформатора. Например, если для питания антенны также используется линия с волновым сопротивлением 240 Ом, то для того, чтобы согласовать входное сопротивление антенны, равное 60 Ом, с такой линией, необходимо между точка-

ми XX и линией питания включить четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением

$Z_{тр} = \sqrt{60 \cdot 240} = 120$ Ом.

На практике для этого обычно используют экранированную, симметричную двухпроводную линию с волновым сопротивлением Z=120 Ом. С учетом величины коэффициента укорочения геометрическая длина согласующего трансформатора должна быть 0,65λ/4.

Используя комбинации описанных выше методов питания многовибраторных антенн с использованием настроенных соединительных линий, согласованных соединительных линий и четвертьволновых трансформаторов, можно осуществлять синфазное и симметричное питание больших многовибраторных антенн.

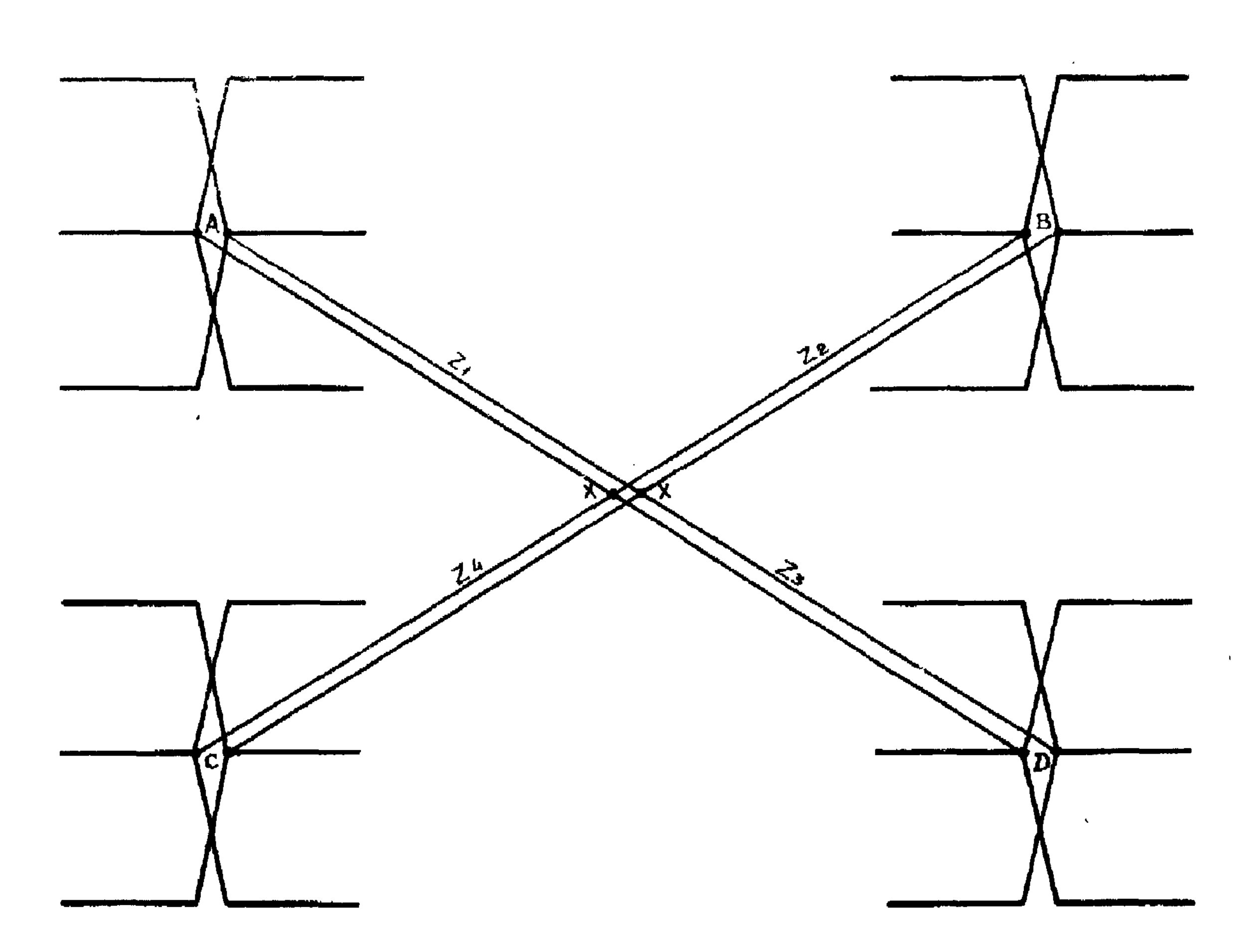


Рис. 4.19. Схема питания сложной многовибраторной антенны с согласованными линиями пердачи; волновое сопротивление точно равно входному сопротивлению в точке A(A=B=C=D); длина соединительных линий Z_1,Z_2,Z_3 и Z_4 произвольная, но должна быть равной для всех линий (Z_1,Z_2,Z_3 и Z_4); сопротивление в точке XX = 1/4Z_1.

4.7. Многовибраторные антенны с рефлектором.

При использовании рефлекторов многовибраторная антенна имеет одностороннюю диаграмму направленности, и коэффициент усиления антенны при этом увеличивается в среднем на 3 дБ. Одновременно при использовании рефлекторов больше или меньше уменьшается входное сопротивление всей антенной системы. Обычно расстояние до рефлекторов составляет от 0,1 до 0,25 λ. Если расстояние до рефлектора равно 0,25 λ, то входное сопротивление уменьшается незначительно (около 20%), а при расстоянии 0,1 λ уменьшение сопротивления составляет уже приблизительно 75% входного сопротивления антенны без рефлекторов. Максимум коэффициента усиления антенны наступает при удалении рефлекторов на расстояние 0,15 λ от излучателей, и в пределах 0,1 до 0,25 λ усиление изменяется только на 0,8 дБ. Как уже упоминалось выше, входное сопротивле-

ние волнового вибратора не может быть точно рассчитано заранее, сюда же можно отнести непредвиденные изменения входного сопротивления системы, вызванные влиянием рефлекторов.

Изменяя расстояние от вибраторов до рефлекторов, можно в незначительных пределах корректировать сопротивление антенны. Если сопротивление слишком низкое, то следует увеличить расстояние между вибраторами и рефлекторами, в противном случае следует уменьшить это расстояние. В приведенных ниже примерах конструкций многовибраторных антенн такая возможность регулировки входного сопротивления не используется, так как значительно проще согласовывать входное сопротивление с волновым сопротивлением линии передачи с помощью согласующего устройства.

Геометрическая длина рефлекторов, выполненных в виде вибраторов, может быть с с достаточной точностью рассчитана по формуле:

$$l\,[\text{мм}] = \frac{152000}{f[\text{Мгц}]}$$

Обычно рефлектор и вибратор изготовляются из одного и того же материала.

4.8. Многовибраторные антенны с рефлекторными решетками.

Рефлекторные решетки обычно используются в диапазоне дециметровых волн, так как в диапазоне ультракоротких волн их конструирование затруднительно. Рефлекторная решетка располагается позади излучающих элементов и должна по крайней мере на $\lambda/2$ по своим линейным размерам превосходить размеры вибраторов. В противоположность рефлекторам, выполненным в виде вибраторов, рефлекторная решетка имеет размеры, не зависящие от длины рабочей волны, и поэтому перед одной и той же решеткой может быть расположено несколько систему излучателей с разными рабочими длинами волн. Так как конструкция рефлекторной решетки из полос жести имеет большое ветровое сопротивление, то обычно ее изготовляют из металлической сетки. В этом случае следует только следить, чтобы размер ячеек был не больше чем $\lambda/200$.

При расстоянии между рефлекторной решеткой и вибраторами, равном $0{,}65\lambda$, достигается максимум усиления антенны, но при этом несколько ухудшается обратное ослабление, так как при таком расстоянии часть энергии все "обтекает" рефлекторную решетку и излучается в обратном направлении. Поэтому обычно для упрощения механической конструкции и увеличения обратного ослабления расстояние между рефлекторной решеткой и вибраторами делается равным $0{,}1$-$0{,}25\lambda$. При расстоянии $0{,}20\ \lambda$ входное сопротивление антенны обычно изменяется незначительно, а при уменьшении быстро уменьшается. На рис. 4.20 изображена восьмиэлементная многовибраторная антенна с рефлекторной решеткой (*DL6MH*).

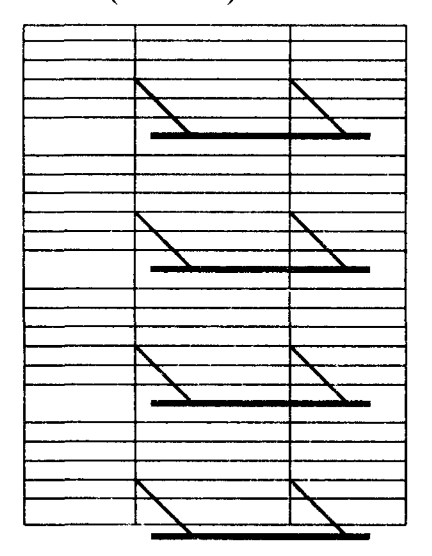


Рис. 4.20. Восьмиэлементная многовибраторная антенна с рефлекторной решеткой (*DL6MH*).

Если при использовании настроенного рефлектора в виде вибраторов увеличение коэффициента усиления антенны приблизительно 3 дБ, то при использовании рефлекторной решетки необходимых размеров увеличение коэффициента усиления антенны равно 7 дБ. Еще большее усиление получается при использовании угловых рефлекторных решеток, параболических отражателей и им подобных рефлекторов.

4.9. Практические конструкции многовибраторных антенн.

Четырехэлементная двухэтажная антенна. Рассматриваемая антенна собственно не представляет собой многовибраторной антенны, а является всего лишь двумя вибраторами с рефлекторами, расположенными друг над другом на расстоянии $\lambda/2$. Антенна концентрирует излучение в вертикальной и горизонтальной плоскостях и имеет значительное ослабление в обратном направлении. Теоретический коэффициент усиления равен приблизительно 9 дБ. Однако в практической работе с такой антенной в диапазоне 2 м измеренное усиление антенны равнялось 10 дБ. Эскиз конст-

рукции такой антенны с необходимыми размерами приведен на рис. 4.21.

Рефлекторы несколько длиннее чем расчетные $\left(\frac{152000}{f[\text{МГц}]}\right)$, расстояние между рефлекторами и вибраторами 0,15 λ для достижения наибольшего коэффициента усиления. Вследствие этого входное сопротивление каждого этажа приблизительно 25 Ом. Исходя из удобства конструкции, возбуждаемые элементы не разрывают посередине, а крепят к металлической несущей конструкции (так же как и рефлекторы). Т-образные цепи подбираются с таким расчетом, чтобы их входное сопротивление было 200 Ом. Соединительная линия, изготовленная из двух параллельных трубок, представляет собой два четвертьволновых трансформатора, которые параллельно соединяются в точках *XX*. Для предыдущего примера их размеры выбирают такими, чтобы трансформировать сопротивление 200 Ом в сопротивление 480 Ом (удвоенное сопротивление в точках *XX*), и волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора вычисляется по известной формуле:

$Z_{\text{тр}} = \sqrt{200 \cdot 480} = 310$ Ом.

В эталонной антенне трансформаторы были изготовлены из легких металлических трубок диаметром 12 мм и расстояние между центрами трубок равнялось 80 мм. Если для конструкции используются металлические трубки, имеющие размеры, отличные от приведенных выше, то в этом случае расстояние между центрами трубок, необходимое для обеспечения волнового сопротивления 310 Ом, определяется по графику на рис. 4-22. Так как сопротивление в точках *XX* 240 Ом, то антенна может непосредственно по ленточному кабелю УКВ питаться. В качестве линии передачи может быть применен коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 60 Ом, если он подсоединяется к точкам *XX* через λ/2 петлю, которая одновременно трансформирует сопротивление и симметрирует коаксиальный кабель. Изображение этой простой, но очень эффективной антенны в горизонтальном и вертикальном положениях, а также ее диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

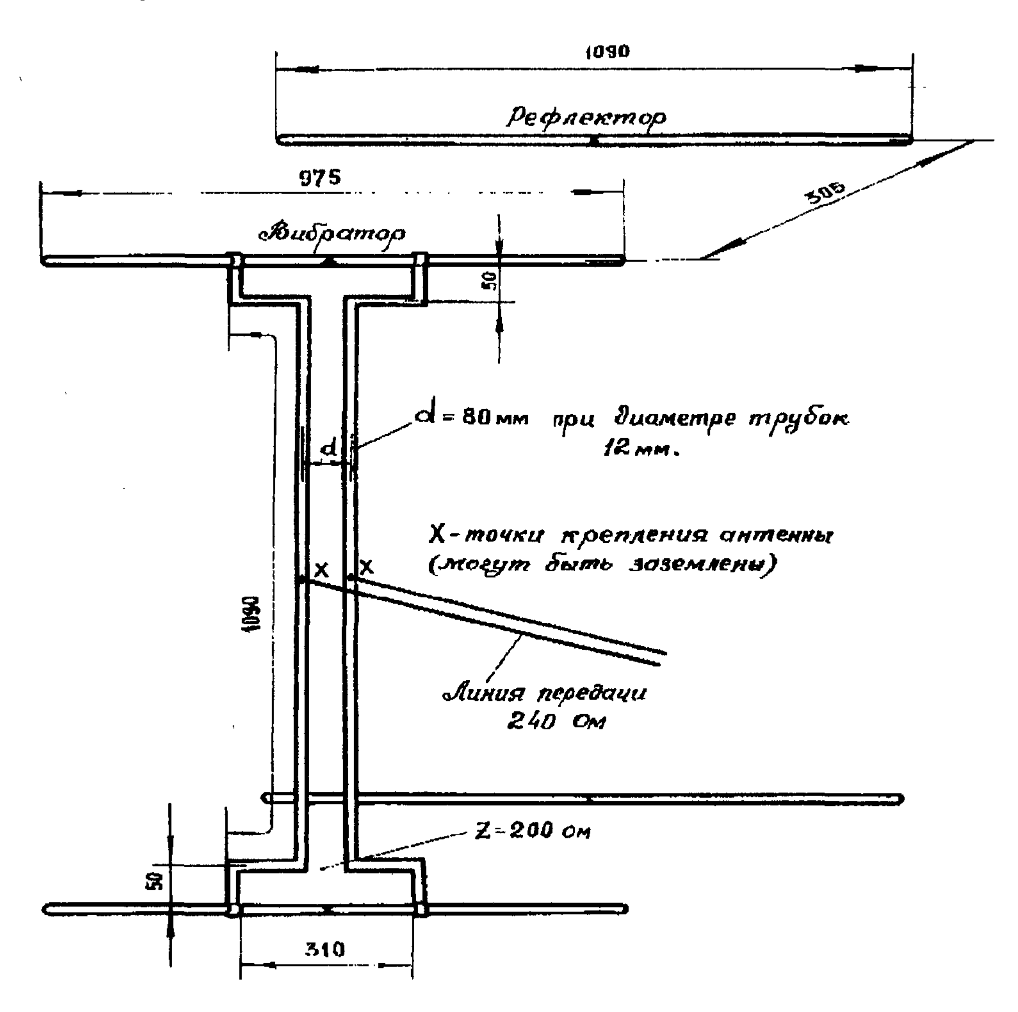


Рис. 4.21. Четырехэлементная антенна для диапазона 2 м.

4.10. Двенадцатиэлементная многовибраторная антенна. Такая антенна состоит из трех волновых вибраторов с рефлекторами, расположенными на расстоянии $\lambda/2$ друг над другом. При оптимальном расстоянии между рефлекторами и вибраторами 0,15 λ коэффициент усиления антенны 11 дБ. Концентрация излучения в основном происходит в вертикальной плоскости при относительно узком основном лепестке диаграммы направленности в горизонтальной плоскости. Эта антенна особенно широко распространена, так как ее входное сопротивление 240 Ом, что позволяет питать ее непосредственно по ленточному кабелю с таким же волновым сопротивлением. На рис. 4-22 приведен эскиз антенны с необходимыми размерами для диапазона 2 м (в скобках указаны размеры для диапазона 70 см).

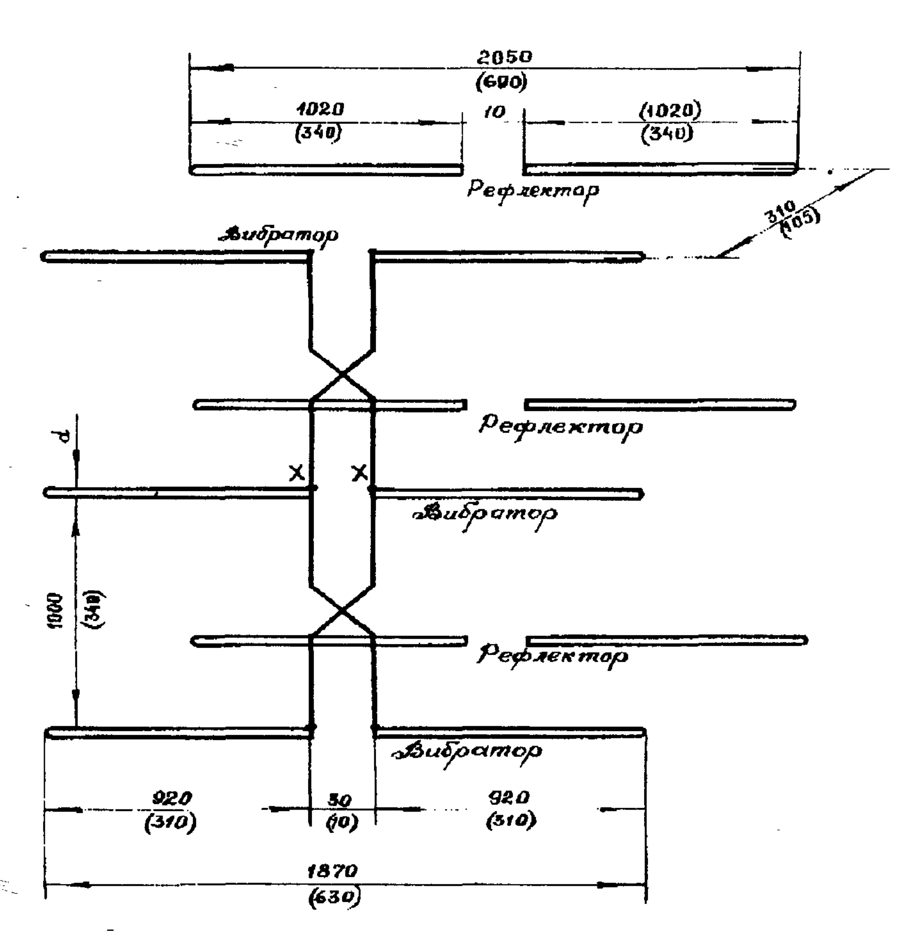


Рис. 4.22. Двенадцатиэлементная многовибраторная антенна для диапазона 2 м и диапазона 70 см; диаметр всех элементов 10 мм (3,5 мм); сопротивление в точках XX = 240 Ом; усиление антенны больше 10,3 дБ

Такая многовибраторная антенна при центральном питании имеет полосу пропускания 15 МГц, что превосходит полосу любительского диапазона 2 МГц во много раз. Соединительные линии между этажами, представляющие собой настроенные линии с электрической длиной, равной $\lambda/2$, перекрещиваются, поэтому волновое сопротивление этих линий может выбираться в широких пределах, но диаметр проводников этих линий не должен быть слишком малым, так как в линиях имеются стоячие волны. Приведенные диаметры элементов антенны желательно сохранить без изменений, так как входное сопротивление и длина элементов в большой мере зависят от отношения λ/d. Обычно в случае, когда КСВ равняется приблизительно 1,5, дополнительной регулировкой расстояния между рефлекторами и вибраторами или просто подключением соответствующего четвертьволнового шлейфа добиваются КСВ $\approx$ 1. Элементы антенны обычно изготовляются из алюминиевых прутьев или из легких металлических трубок. При этом линии связи также рекомендуется изготовлять из алюминиевых проводников диаметров 3-6 мм, так как применение медных проводов привело бы к увеличению коррозии в точках контактов между соединительными линиями и элементами антенны. Иногда элементы и соединительные линии изготовляют из меди. Во всех случаях рефлекторы изготовляют из алюминиевых трубок. Для рассматриваемой антенны в качестве несущей конструкции очень часто используют деревянные каркасы из хорошо выдержанной древесины, пропитанной льняной олифой.

4.11. Шестнадцатиэлементная многовибраторная антенна. Если к трем этажам двенадцатиэлементной антенны добавить еще один этаж, то мы получим шестнадцатиэлементную антенну. Такая антенна при неименной ширине диаграммы направленности в гори-

зонтальной плоскости имеет еще более узкую диаграмму направленности в вертикальной плоскости с вертикальным углом возвышения порядка 4°.

Линия связи между вторым и третьим этажами *A - B* не перекрещивается и образует уже известное нам параллельное соединение двух четвертьволновых трансформаторов. Размеры этой линии критичны, так как в точках *XX* она осуществляет согласование системы излучателей и линии передачи. Если сопротивление в точках *XX* составляет, как обычно 240 Ом, то линии связи *A - B* должна быть изготовлена из проводников или трубок с отношением диаметра проводника к расстоянию между проводниками, равном 1:18 (при диаметре проводника 3 мм расстояние между проводниками будет 54 мм). Если питание антенны осуществляется с помощью коаксиального кабеля, то это отношение должно равнять 1:3. Например, если линия связи, как и сами элементы изготовлена из 10-мм проводника, то расстояние между центрами проводников соединительной линии должно быть 3 мм. Для симметрирования коаксиального кабеля к точкам *XX* подключают симметрирующее устройство. Кабель и симметрирующая цепь должны быть по возможности расположены перпендикулярно к плоскости антенны таким образом, чтобы как можно меньше влиять на линию *A - B*. Теоретический коэффициент усиления такой антенны равен 11,6 дБ. Так как расстояние между рефлекторами и вибраторами выбрано оптимальным, то можно рассчитывать на еще большее усиление антенны. Указания относительно конструкции, сделанные по отношению к двенадцатиэлементной антенне, справедливы и по отношению к шестнадцатиэлементной антенне.

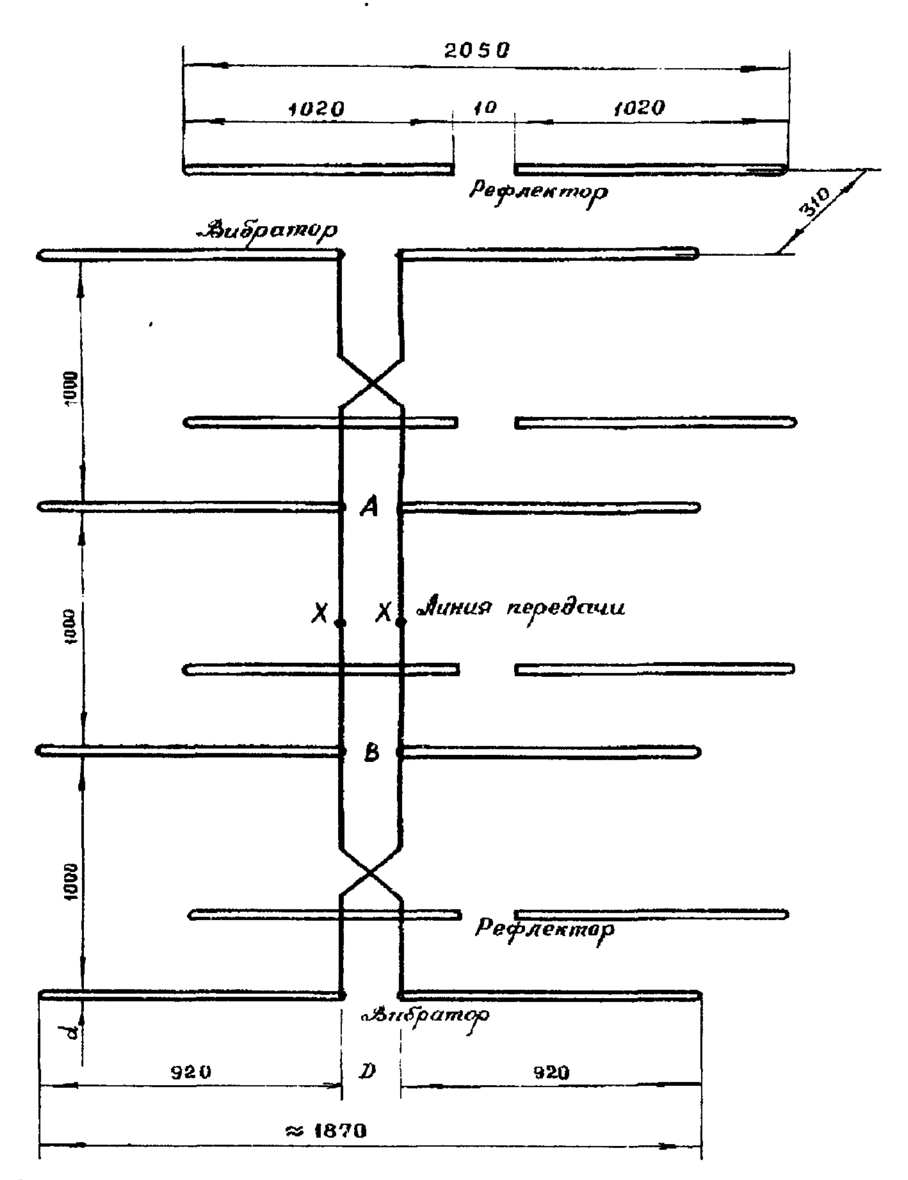


Рис. 4.23. Шестнадцатиэлементная многовибраторная антенна, диаметр *d* для всех элементов равен 10 мм, размер *D* зависит от размеров линии *AB*.

В рассмотренных выше конструкциях антенн расстояние между этажами равнялось λ/2. Это требование было необходимым, так как линии связи между этажами имели фиксированную длину, равную также λ/2. Однако наибольшее усиление многовибраторная антенна имеет в том случае, когда расстояние между параллельными полуволновыми и волновыми вибраторами равно 0,65 λ. Это оптимальное расстояние изменяется с увеличением числа этажей следующим образом: 2 этажа - 0,65 λ; 3 этажа - 0,75 λ; 4 этажа - 0,80 λ; 5 этажей -0,83 λ; 6 этажей -0,88 λ; 8 этажей -0,90 λ.

При этом речь идет и приближенном значении расстояний между этажами. Оптимальные расстояния между этажами могут быть подобраны, когда линии связи между ними имеют электрическую длину 1 λ. Так как расстояние между этажами меньше 1λ, то соединительная линия между ними может быть расположена двумя способами, показанными на рис. 4.24.

Вариант *А* крепления соединительной линии имеет то преимущество по сравнению с вариантом *Б*, что в первом случае двухпроводная линия передачи крепится в точках, отстоящих от места ее подсоединения к элементам антенны на λ/4, т.е. в точках минимума напряжения. Во втором случае соединительная линия крепится к несущей конструкции в точке λ/2, т.е. в точке максимума напряжения и поэтому качество изоляторов должно быть очень высоким. Следует также учитывать коэффициент укорочения волновой линии, который для двухпроводной линии в воздушной изоляцией равен 0,975, а у линии, изготовленной из металлических трубок, – 0,950. Если применяется ленточный кабель УКВ или экранированная двухпроводная линия, то коэффициент укорочения имеет порядок 0,66-0,82, что позволяет располагать соединительные линии непосредственно между этажами без дополнительных креплений. В противоположность полуволновым соединительным линиям соединительные линии длиной 1λ не надо перекрещивать для обеспечения синфазного возбуждения элементов многовибраторной антенны.

Рис. 4.24. Использование волновых соединительных линий для получения оптимального расстояния между этажами.

При расположении полуволновых вибраторов друг над другом и оптимальном расстоянии между ними входное сопротивление вибратора достигает своего минимального значения. Для волновых вибраторов соотношение изменяется на обратное: при оптимальном расстоянии между этажами наблюдается увеличение входного сопротивления.

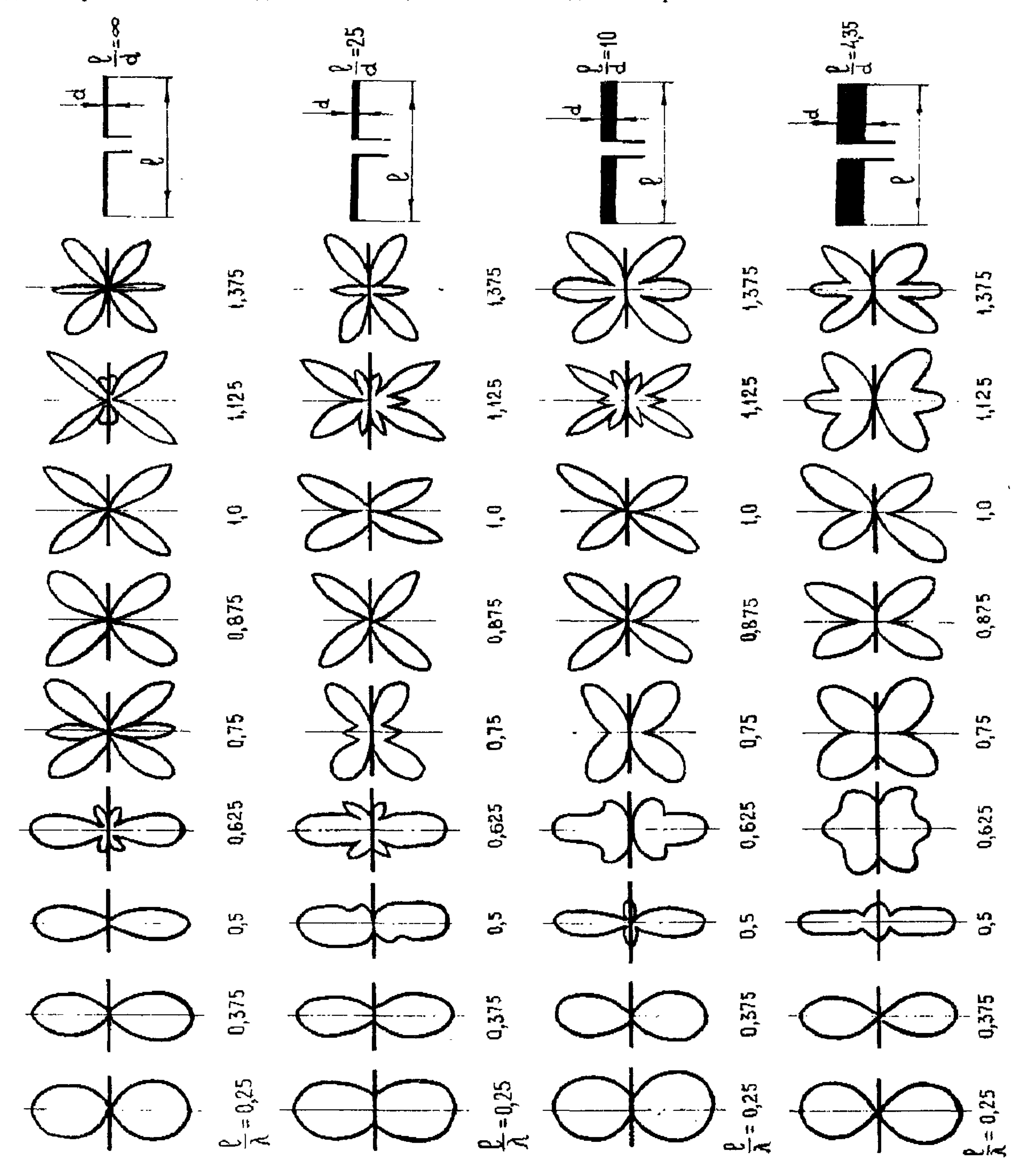
Влияние рефлекторов на сопротивление волновых вибраторов в точках питания трудно предсказать, так как оно сильно зависит от расстояния между рефлекторами и вибраторами и от их длины. Дополнительная корректировка входного сопротивления многовибраторной антенны осуществляется не за счет изменения размеров вибраторов и рефлекторов антенны, так как известно, что эти антенны довольно широкополосные, а за счет подключения к точкам питания антенны согласующего устройства, позволяющего получить значение КСВ, близкое к 1.

4.12. Симметричный вибратор.

НОМОГРАММА № 1.

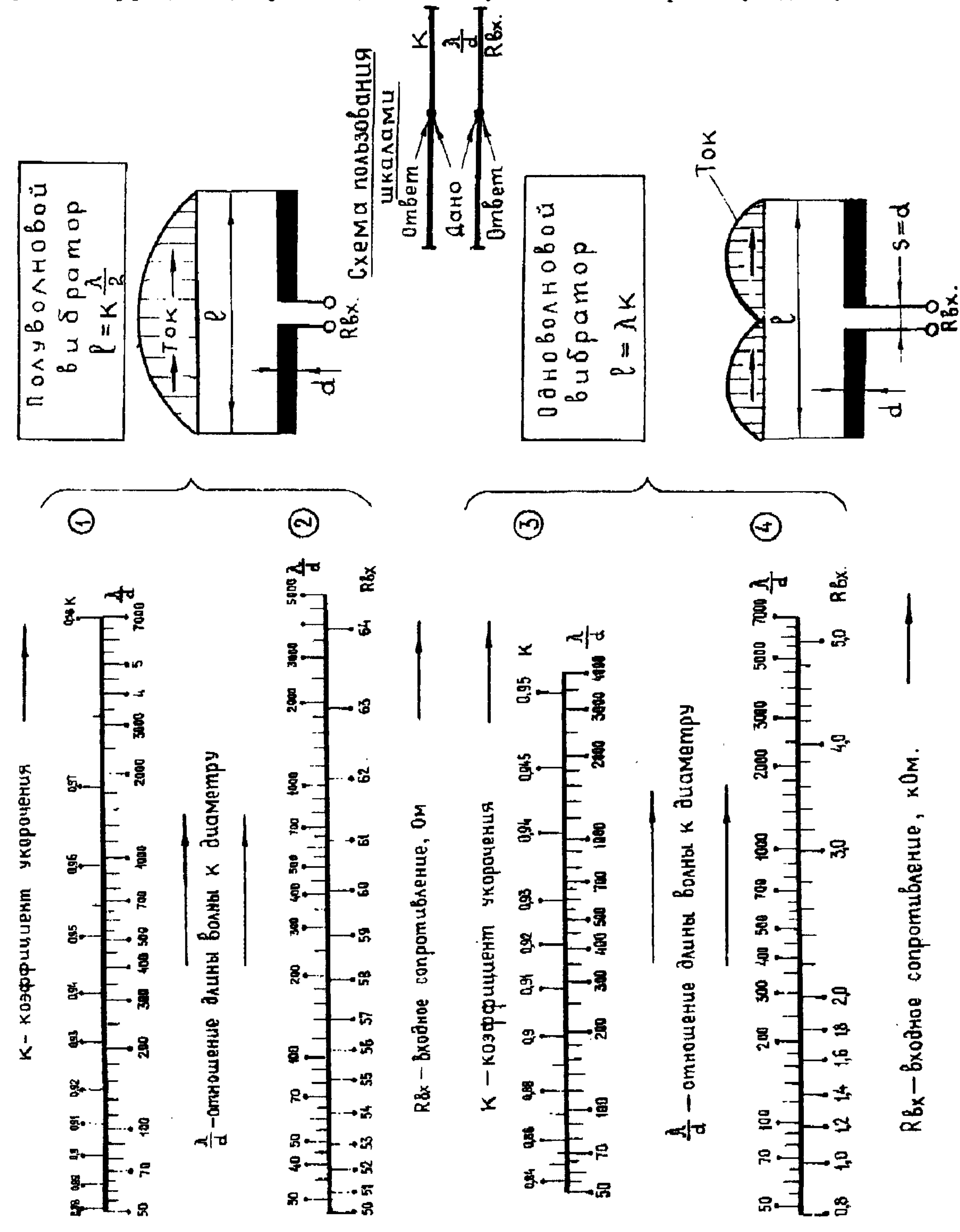
Для симметричного вибратора полоса частот на УКВ зависит от длины провода. При измерении длины вибратора от 0 до λ его сопротивление излучения возрастает. Это объясняется тем, что при увеличении длины вибратора на нем укладываются доли волн напряжения одинакового знака лишь при $l=\lambda$ на длине вибратора укладывается целая волна (на каждой половине вибратора ровно полволны).

Как уже было замечено, в антеннах УКВ сопротивление потерь невелико по сравнению с сопротивлением излучения, а КПД высок. Поэтому можно считать входное сопротивление вибратора и его сопротивление излучения равным. Сопротивление вибратора зависит также от отношения длины волны λ к диаметру d проводников вибратора. Чем больше диаметр относительно длины волны, тем ниже входное сопротивление.



Номограмма 1*а*. Диаграммы направленности симметричного вибратора.

Ранее было введено понятие электрической длины проводника. Для вибратора она не отличается от геометрической длины только при бесконечно тонком проводнике. Если проводник достаточно толстый, его электрическая длина больше его геометрической длины. Причина этого кроется в том, что скорость распространения радиоволн вблизи поверхности проводника вибратора конечной толщины имеет значение несколько меньше скорости света, вследствие чего на концах антенны возникает емкостный ток, а это эквивалентно увеличению геометрической длины вибратора, вводят понятие коэффициент укорочения. Коэффициент укорочения k зависит от отношения длины волны к диаметру вибратора. Таким образом, если требуется найти геометрическую длину вибратора при заданной его электрической длине, следует определить коэффициент укорочения, соответствующий данному отношению. После этого надо умножить электрическую длину вибратора на коэффициент укорочения, чтобы получить его геометрическую длину.



Номограмма 1б. Симметричный вибратор. Коэффициент укорочения и входное сопротивление.

Размеры симметричного вибратора определяют его диаграмму направленности. На номограмме № 1*а* показаны диаграммы направленности в горизонтальной плоскости симметричных вибраторов в зависимости от их электрической длины l/λ и отношения длины к диаметру l/λ. Как видно, симметричный вибратор длиной до полуволны имеет диаграмму направленности (ДН) в форме восьмерки. Ее максимум для l/λ от 0,25 до 0,625 лежит в линии, перпендикулярной вибратору, нуль совпадает с направлением его длины. Из рисунка легко видеть, что форма ДН вибратора в сильной степени зависит от его длины (l/λ) и несколько в меньшей степени от толщины (l/λ).

Наибольшее распространение нашли вибраторы длиной l=0,25λ, l=0,5λ, l=1,0λ. Первые два имеют ДН в форме восьмерки в то время, как вибратор 1,0λ имеет ДН, состоящую из четырех лепестков, причем ее нули совпадают с направлением его длины , а также с направлением перпендикулярным вибратору.

На номограмме № 1*б* помещены шкалы *1-4*, позволяющие по заданному значению определять коэффициент укорочения вибратора и его входное сопротивление $R_{вх}$. Шкалы 1 и 2 относятся к вибратору длиной в полволны ($l \approx l/\lambda$); шкалы 3 и 4 соответствуют вибратору длиной в одну волну ($l \approx \lambda$).

Пример 1. Полуволновый вибратор для диапазона ЧМ (средняя длина волны λ=4,35 м), выполненный из медной требу диаметром d=20 мм, имеет $\frac{\lambda}{d} = \frac{4,35}{20 \cdot 10^{-3}}$=217. По шкале *1* номограммы № 1*б* находят k=0,93. Таким образом геометрическая длина вибратора $l = k\frac{\lambda}{2} = 0,93 \cdot \frac{4,35}{3} = 2,02$ м.

Полуволновый вибратор с такими размерами будет обладать входным сопротивлением $R_{вх} \approx$ 58,3 Ом (шкала 2 номограммы № 1*б*).

Заметим, что коэффициент направленного действия полуволнового вибратора G =1,64, что составляет 2,15 дБ.

Пример 2. Вибратор длиной в одну волну для условий примера 1 (при λ/d =217) имеет коэффициент укорочения 0,9 (находится по шкале *3* номограммы № 1*б*). Его геометрическая длина равна соответственно l=4,35×0,9=3,9 м.

Следует заметить, что вибратор длиной λ имеет КНД несколько больший, чем у полуволнового вибратора. Он равен G =2,4 (т.е. 3,8 дБ). Входное сопротивление этого вибратора $R_{вх} \approx$ 1800 Ом (шкала *4*).

4.13. Петлевой вибратор.

НОМОГРАММА № 2

Широкое применение в практике радиолюбительства находит петлевой вибратор, предложенный еще в 1936 г. А.А. Пистолькорсом. Петлевой вибратор схематически можно представить в виде двух простых полуволновых вибраторов, соединенных на концах друг с другом. Диаграмма направленности петлевого вибратора не отличается от диаграммы направленности простого полуволнового вибратора и напоминает по форме восьмерку. Для петлевого вибратора КНД, отнесенный к идеальному излучателю G=2,15 дБ. В то же время входное сопротивление петлевого вибратора вчетверо больше, чем входное сопротивление простого полуволнового вибратора. Это нетрудно понять, если принять во внимание, что при параллельном соединении общая индуктивность проводов уменьшается вдвое, а емкость вдвое возрастает. Сопротивление будет в 4 раза больше, если оба провода петлевого вибратора одинаковы. Если же диметры проводников неодинаковы, входное сопротивление петлевого вибратора может быть иным. Так, например, если диаметр питающего стержня меньше диаметра пассивного стержня, то входное сопротивление будет отличаться более чем в 4 раза. И наоборот, если питающий стержень толще пассивного, то отношение R/R_0 может быть менее четырех.

Петлевой вибратор чрезвычайно удобен при согласовании низкоомных антенн с высокоомными линиями. Иногда используют «двойной» петлевой вибратор, представляющий собой вытянутую петлю с активным элементом посередине. Двойной петлевой вибратор получается как бы от наложения двух простых петлевых вибраторов длиной λ/2 так, что их активные элементы сливаются в одно целое, а пассивные петли направлены в проти-

воположные стороны (рис. 4.25). Входное сопротивление двойного петлевого вибратора (с одинаковыми диаметрами проводников) в 9 раз больше входного сопротивления простого полуволнового вибратора.

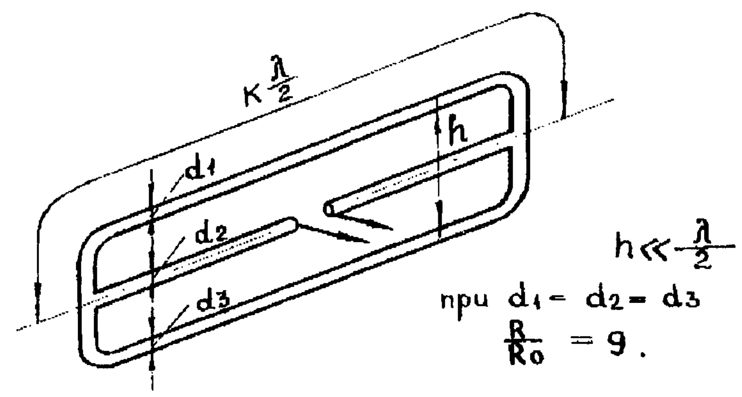


Рис. 4.25. Двойной петлевой вибратор.

$\frac{h}{d_2}$: 2, 3, 4, 5, 7, 10, 20

Отношение размеров $\frac{h}{d_2}$

$\frac{R}{R_0}$: 15, 10, 7, 5, 4, 3, 2

$\frac{R}{R_0}$-отношение входных сопротивлений

Формула

$$\frac{R}{R_0} = \left[1 + \frac{\operatorname{tg} 2\frac{h}{d_1}}{\operatorname{tg} 2\frac{h}{d_2}}\right]^2 \quad \text{при } \lambda \gg h$$

Пример

Дано:

$\frac{h}{d_1} = 18$

$\frac{h}{d_2} = 6$

Ответ:

$\frac{R}{R_0} = 5,9$

Схема пользования

$\frac{h}{d_2}$ — Дано; $\frac{R}{R_0}$ — Ответ; $\frac{h}{d_1}$ — Дано

$\frac{h}{d_1}$: 20, 10, 7, 5, 4, 3, 2

Отношение размеров $\frac{h}{d_1}$

Номограмма 2. Петлевой вибратор.

Петлевые вибраторы применяются в качестве активных элементов в многовибраторных антеннах, в антенных решетках, в антеннах с бегущей волной, в антеннах типа «волновой канал". Коэффициенты направленности действия двойного петлевого вибратора, полуволнового вибратора и простого петлевого вибратора имеют одинаковые значения.

Для расчета входного сопротивления петлевого вибратора служит номограмма № 2. На крайних шкалах номограммы откладывают отношение осевого расстояния петлевого виб-

ратора к диаметру его проводов h/d_1, h/d_2, а на средней шкале отсчитывают отношение входного сопротивления петлевого вибратора к входному сопротивлению простого полуволнового вибратора R/R_0. Геометрическую длину петлевого вибратора вычисляют также, как и для простого полуволнового вибратора. При этом коэффициент укорочения находят из расчета среднего диаметра проводов, равного среднему арифметическому из d_1 и d_2 $\left[d_{ср} = (d_1 + d_2) / 2\right]$; геометрическую длину петлевого вибратора изменяют так, как показано на номограмме № 2. Расстояние между проводниками петлевого вибратора выбирают из конструктивных соображений, однако оно должно быть очень большим (обычно в 25-100 раз меньше геометрической длины вибратора).

Предпочтительнее делать это расстояние равным $0{,}05\lambda_0$, где λ_0 - средняя линия волны рабочего диапазона. Чем меньше расстоянне между проводниками, тем точнее совпадают расчетные данные с практическими.

Пример. Петлевой вибратор для работы в первом канале телевидения имеет толщину питающего проводника d_1=5 мм и толщину пассивного проводника d_2=15 мм. Расстояние между осями проводников h=90 мм. Подсчитывают h/d_1=18 и h/d_2=6. Согласно номограмме № 2 отношение входного сопротивления петлевого вибратора к входному сопротивлению простого полуволнового вибратора к R/R_0=5,9. Таким образом, если простой полуволновой вибратор этого диапазона имеет входное сопротивление около 70 Ом, то петлевой вибратор с указанными размерами имеет входное сопротивление R=5,9·70≈400 Ом.

4.14. Широкополосный вибратор.

Одной из простейших, но очень широкополосных антенн является вибратор, составленный из двух металлических треугольников. Такой вибратор изображен на рис. 4-26 (10). Его длина составляет 0,73λ. Входное сопротивление широкополосного вибратора зависит от угла α. Оно изменяется почти линейно в пределах от $R_{вх}$=870 Ом при α=10° до $R_{вх}$=200 Ом при α=32°. При угле α=30° вибратор хорошо согласуется с симметричной линией z_0=240 Ом. Использование симметрирующих схем в этом случае не рекомендуется, так как все они являются резонансными устройствами и в сильной степени уменьшают широкополосность вибратора.

Конструктивно вибратор несколько сгибают, как показано на рис. 4.26 (10), чтобы придать ему механическую жесткость. Если расположить широкополосный вибратор перед проводящим экраном, то можно получить широкополосную антенну с высокой направленностью, КНД которой может достигать (10-11) дБ. Для этого вибратор располагают на расстоянии 0,22 λ от экрана. Для уменьшения влияния ветра экран можно выполнить из широко пропаянной сетки или в виде рамки с параллельными горизонтальными стержнями. Расстояние между стержнями устанавливают не более 0,1 $\lambda_{мин}$, где $\lambda_{мин}$ - минимальная длина волны диапазона. Из тех же соображений выбирают размеры ячеек сетки.

4.15. Вибратор с угловым рефлектором.

На дециметровых волнах применяют остронаправленную антенну в виде вибратора, помещенного между плоскостями согнутой под углом рефлекторной решетки или экрана и параллельно этим плоскостям. Вибратор с угловым рефлектором может иметь КНД 10-15 дБ. Для того, чтобы входное сопротивление вибратора мало зависело от частоты, его располагают на строго определенных расстояниях от вершины отражателя, что разность фаз составляла 0 или 360°. Если в качестве излучателя использовать широкополосный вибратор, то полученная таким образом остронаправленная антенна будет обладать хорошей диапазонностью. Антенна с угловым отражателем допускает согласование с фидером непосредственно без трансформирующих устройств путем правильного выбора размеров и применения петлевого или широкополосного вибратора.

В таблице 4-2 приведены размеры вибратора с уголковым рефлектором в соответствии с теми же обозначениями, которые приведены на рис. 4.26 (14). Линейные размеры отнесены к длине волны. Если рефлектор изготовлен из труб или стержней, то расстояние B между ними должно быть не более $0{,}06\lambda_{мин}$ - минимальной длины волны диапазона. Как видно, длина каждого крыла рефлектора независимо от числа стержней влияет на усиление антенны. Увеличение этого размера от λ до 2λ приводит к увеличению КНД от

10 до 12 дБ. Размеры вибратора с угловым рефлектором приведены в таблице 4.2, значения соответствуют полуволновому вибраторы. Можно использовать излучатель длиной λ. В этом случае КНД значительно возрастает, однако в диаграмме направленности появляются боковые лепестки. В этом случае необходимо соответственно увеличить ширину крыльев рефлектора. Угловой рефлектор может использоваться одновременно для нескольких антенн; в его раскрыве на соответствующих расстояниях можно расположить несколько вибраторов. В этом случае размеры экрана выбирают для самого длинноволнового вибратора.

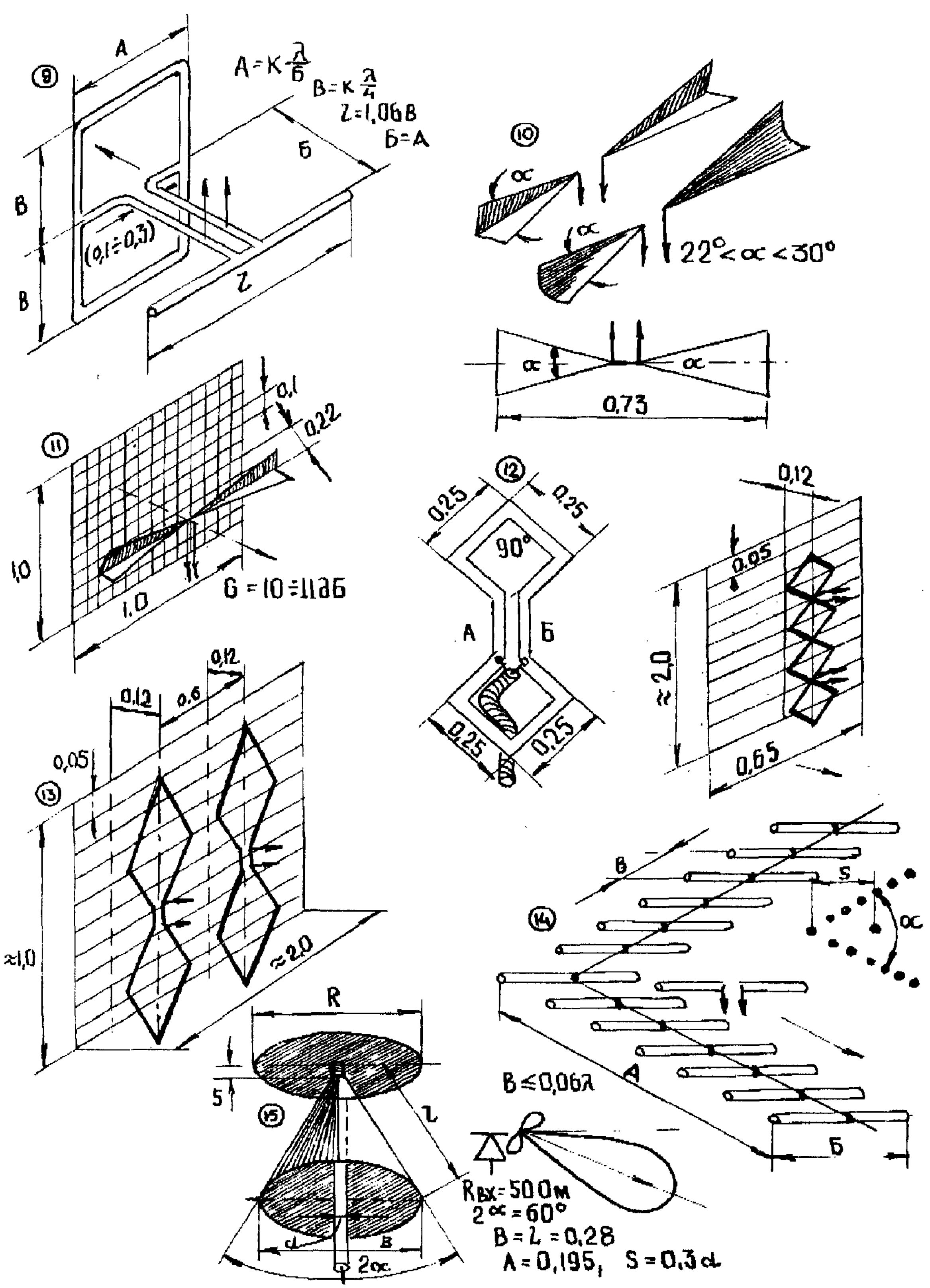


Рис. 4.26. Рамочные антенны и антенны других типов.

Таблица 4.2

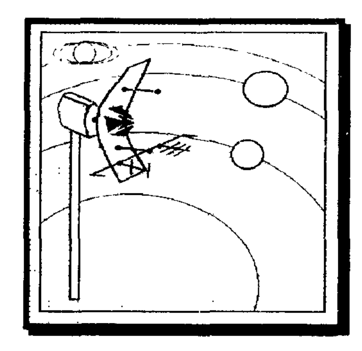
Ширина рефлектора $\left(\frac{Б}{\lambda}\right)$	Длина крыла $\left(\frac{A}{\lambda}\right)$	Угол раскрыва крыльев (α°)	Удаленость вибраторов (s)	КНД (G). дБ	Входное сопротивление (R), Ом
0,45	0,45	160	0,12	6	15
0,65	0,65	145	0,13	8	15
1,3	1,1	105	0,28	10	50
1,7	2,7	60	0,45	12	30
2,0	4,2	40	0,53	14	20
0,45	1,5	65	1,17	6	60
0,6	1,65	65	1,17	8	60
0,9	2,0	65	1,17	10	60
1,5	2,2	65	1,17	12	60
1,9	2,7	65	1,17	14	60
2,0	5,0	65	1,17	16	60

4.16. Диско-конусная антенна.

Диско-конусная антенна (рис. 4.26 (15)) представляет собой металлический конус с диском над ним. Возбуждение антенны производится коаксиальным кабелем, проходящим внутри конуса. Оплетку кабеля припаивают к окружности горла конуса, а центральную жилу присоединяют снизу к центру диска. Антенна является разновидностью вертикальных штыревых антенн, хотя по принципу возбуждения напоминает видоизмененную биконическую рупорную антенну. Она имеет круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. В вертикальной плоскости излучение происходит в пространстве между горизонтом и поверхностью конуса.

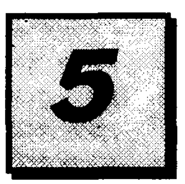
Диско-конусная антенна является ненаправленной, ее КНД отрицателен (G = - 3дБ). Входное сопротивление диско-конусной антенны 50 Ом, что позволяет питать ее непосредственно от коаксиального кабеля. Антенна этого типа достаточно широкополосна. Так, например, антенна с размерами B=600 мм, L=600мм, s=3 мм, A=500 мм и 2α=60° хорошо работает в полосе частот от 85 до 500 МГц.

На рис. 4.26 (15) приведены размеры диско-конусной антенны, выраженные через среднюю длину волны диапазона.



ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ.

РАЗДЕЛ



СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА 5

5.1. Вибраторные антенны.

Директорная антенна - многовибраторная. Она состоит из одного активного и нескольких пассивных вибраторов. Все вибраторы расположены параллельно друг другу в одной плоскости и укреплены на металлической стреле (рис. 5.1). Активным называется вибратор, подключенный с помощью фидера к генератору высокой частоты. Пассивным называется вибратор, в котором протекает ток под действием поля активного вибратора; непосредственно к генератору высокой частоты пассивный вибратор не подключается. Пассивные вибраторы принято называть директорами и рефлекторами.

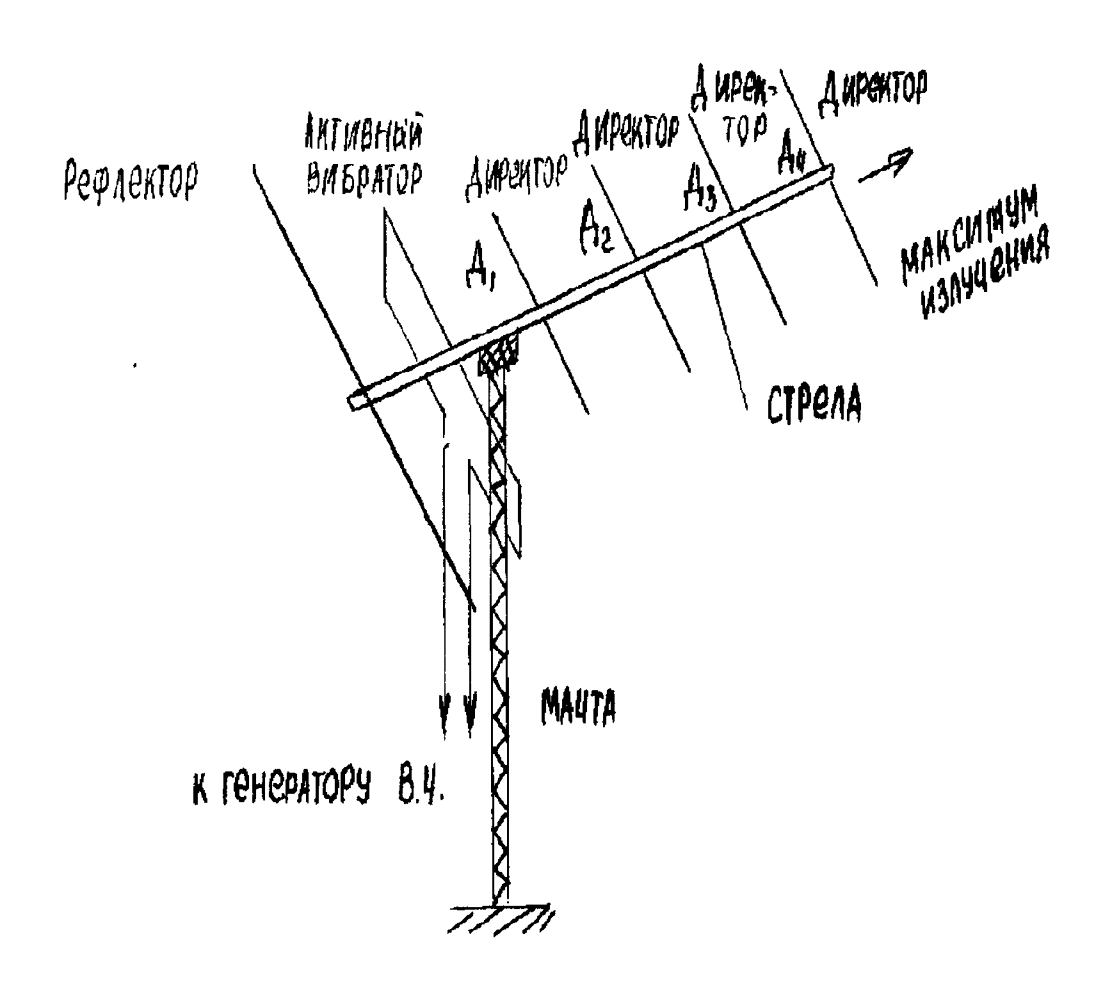


Рис. 5.1. Директорная антенна

Директорная антенна обычно имеет один рефлектор и 5-7 директоров. Рефлектор расположен позади активного вибратора на расстоянии в четверть волны. Директоры расположены впереди активного вибратора на расстоянии 0,34-0,35 λ один от другого. Ближайший к активному вибратору директор расположен от него на таком же расстоянии. Длина рефлектора $l_р$ = 0,51-0,52 λ, длина директора $l_Д$ =0,38 - 0,44 λ, а длина активного вибратора равна 0,47 - 0,48 λ. В качестве рефлектора может быть использована металлическая поверхность или металлическая сетка.

Директорная антенна - однонаправленная: директоры и рефлектор направляют излучаемую энергию от вибратора к директору $Д_1$, от него к директору $Д_2$ и т.д., создавая таким образом волновой канал, направляющий волны в одну сторону. Поэтому характеристика направленности директорной антенны имеет один главный максимум.

Для более подробного изучения физических процессов, происходящих в директорной антенне, разберем работу составляющих ее элементов: рефлектора и директора.

5.2. Рефлектор и директор.

Построим характеристику направленности антенны, состоящей из активного вибратора и пассивного рефлектора, выполненного в виде вибратора. Для этого определим сдвиг фаз токов в вибраторе и рефлекторе, если расстояние между ними равно $\frac{\lambda}{4}$. Построим векторную диаграмму; за начальный вектор примем вектор тока в активном вибраторе $I_{\text{в}}$ (рис. 5.2). Непосредственно у вибратора его поле излучения совпадает по фазе с током. Достигнув рефлектора, оно отстает по фазе от тока в вибраторе на $\frac{T}{4}$, т.е. на время распространения волны от вибратора к рефлектору. Это поле ($H_{\text{в}}$) наводит в рефлекторе ЭДС взаимоиндукции $E_{\text{м.р}}$, которая отстает от создающего ее поля на $\frac{T}{4}$. Под действием этой ЭДС в рефлекторе протекает ток $I_{\text{р}}$ и рефлектор излучает электромагнитные волны. Так как рефлектор длиннее активного вибратора, то его входное сопротивление индуктивное. Поэтому ток в рефлекторе отстает от ЭДС взаимоиндукции $E_{\text{м.р}}$ примерно на четверть периода. Следовательно, токи в вибраторе и рефлекторе и электромагнитные волны, излучаемые вибратором и рефлектором, сдвинуты по фазе на четверть периода, причем ток и волна рефлектора опережают ток и волну вибратора на четверть периода. Величина тока в рефлекторе меньше, чем в активном вибраторе на 10-15 %.

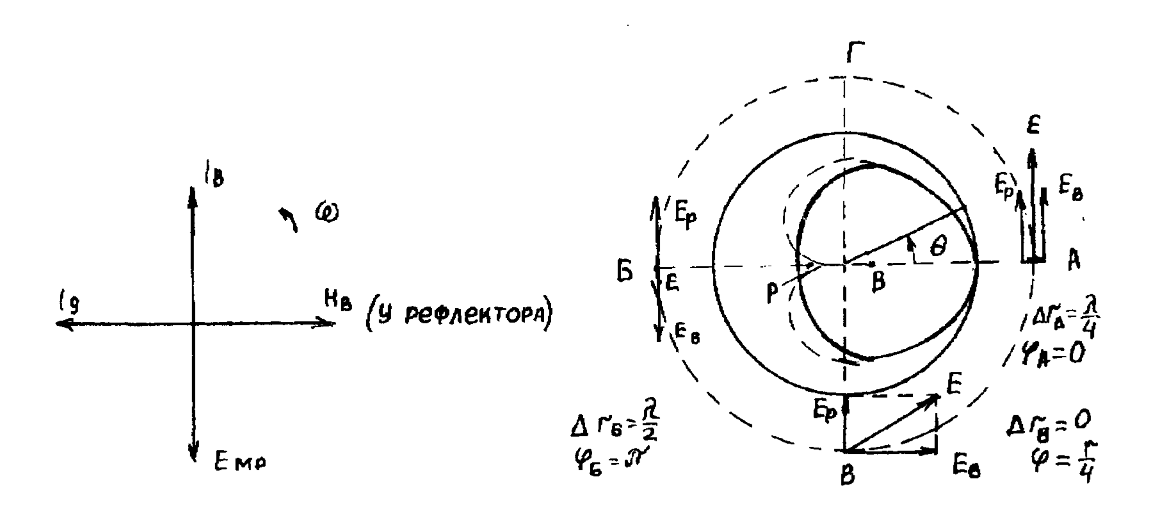


Рис. 5.2. Векторная диаграмма для вибратора с пассивным рефлектором

Рис. 5.3. Характеристика направленности вибратора с пассивным рефлектором в плоскости H

Для построения характеристики направленности (рис. 5.3) воспользуемся методом подсчета разности хода волн. В точку A волны от рефлектора и вибратора приходят в фазе, и, хотя волны рефлектора опережает на $\frac{T}{4}$ волну вибратора за счет сдвига фаз токов, она проходит до точки A путь, на $\frac{\lambda}{4}$, чем волна вибратора. Поле в точке A и в любой точке на этом направлении, в том числе и непосредственно у вибратора, равно сумме полей рефлектора и вибратора. Следовательно, антенна максимально излучает в направлении точки A. В точку $Б$ волны рефлектора и вибратора приходят в противофазе. Действительно, волна вибратора отстает от волны рефлектора на $\frac{T}{4}$ за счет сдвига фаз токов и на $\frac{T}{4}$ за

счет того, что проходит на $\frac{\lambda}{4}$ большее расстояние. Следовательно, в точке *Б* общее поле равно разности полей вибратора и рефлектора, т.е. эта точка лежит в направлении минимального излучения. Когда токи в вибраторе и рефлекторе равны, излучение в этом направлении отсутствует (см. пунктирную кривую на рис. 5.3).

В точках *В* и *Г* сдвиг фаз волн равен сдвигу фаз токов в вибраторе и рефлекторе, т.е. $\frac{T}{4}$. Напряженность поля в этих точках равна геометрической сумме напряженностей полей вибратора и рефлектора, а суммарное поле меньше, чем в точке *А*, но больше чем в точке *Б*. Следовательно, характеристика направленности антенны имеет форму кривой, показанной на рис. 5.3.

В плоскости самих вибраторов (плоскости *E*) характеристикой направленности является произведение характеристики в плоскости *H* на характеристику направленности одного вибратора (рис. 5.4). Пунктирной кривой на этом рисунке показана характеристика направленности одного вибратора, штрих пунктиром - характеристика направленности в плоскости *H* и сплошной линией результат их перемножения, т.е. характеристика направленности в плоскости *E*.

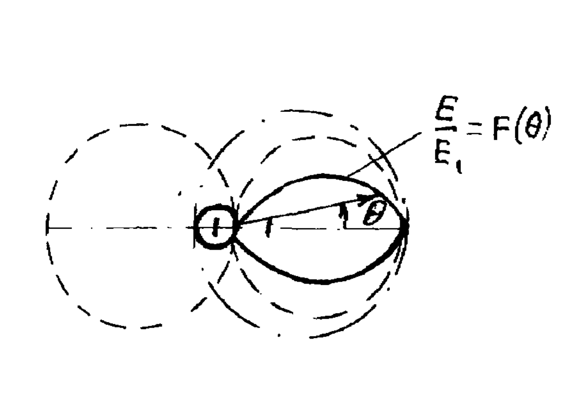


Рис. 5.4. Характеристика направленности вибратора с пассивным рефлектором в плоскости *E*

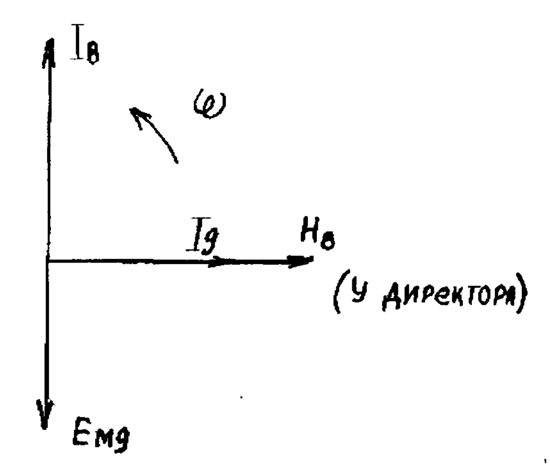


Рис. 5.5. Векторная диаграмма для вибратора с пассивным директором

Изменение расстояния между вибратором и рефлектором от $\frac{\lambda}{4}$ до $\frac{\lambda}{8}$ мало влияет на форму характеристики направленности.

Установим теперь фазовый сдвиг токов в вибраторе и пассивном директоре. Предположим, что директор расположен впереди активного вибратора на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$. Построим векторную диаграмму аналогично тому, как это сделано для вибратора и рефлектора. Директор короче активного вибратора, и его входное сопротивление имеет емкостный характер. Можно считать, что ток в директоре $I_Д$ опережает наводимую полем вибратора ЭДС на четверть периода, и следовательно, отстает от тока в вибраторе на четверть периода. Аналогично тому, как это сделано для вибратора с рефлектором, можно построить характеристику направленности для вибратора с директором. По своей форме такие характеристики не будут отличаться от характеристик, показанных на рис. 5.4 и 5.5. Максимум излучения будет направлен в
сторону директора. Опыт показывает, что сдвиг фаз токов в вибраторе и директоре, расположенных на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$, не равен $\frac{\pi}{2}$. Поэтому директор располагают на большем, чем $\frac{\lambda}{4}$, расстоянии от вибратора; это расстояние подбирают экспериментально так, чтобы максимум излучения был наибольшим.

5.3. Характеристика направленности директорной антенны.

Характеристика направленности директорной антенны без учета влияния земли показана на рис. 5.6. Она имеет один главный и несколько боковых лепестков. Главный максимум излучения получается в результате сложения волны, излучаемых всеми вибраторами в данном направлении. выше уже было показано, что излучаемая рефлектором волна непосредственно у активного вибратора совпадает по фазе с волной, излучаемой самим вибратором. Следовательно, от активного вибратора к директору $Д_1$ распространяются две синфазные волны. На эти волны непосредственно у директора $Д_1$ накладывается третья синфазная волна, у директора $Д_2$ - четвертая и т.д.

Угол излучения директорной антенны зависит от числа директоров: чем их больше, тем меньше угол излучения. С увеличением числа директоров уменьшение угла излучения, создаваемое каждым последующим директором, становится все меньше и меньше. Поэтому число директоров обычно не бывает больше 18. Для получения острых характеристик направленности целесообразно применять несколько директорных антенн, определенным образом расположенных и подключенных к одному генератору.

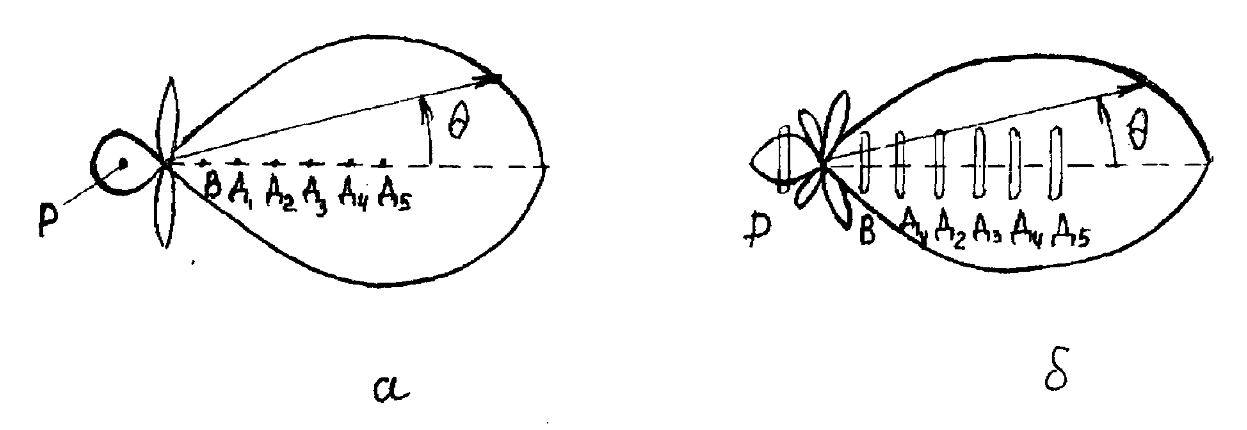


Рис. 5.6. Характеристики направленности директорной антенны:
а - в плоскости *H*; *б* - в плоскости *E*

В направлении рефлектора антенна почти не излучает. Это объясняется тем, что волны, излучаемые всеми вибраторами в этом направлении, почти полностью взаимно компенсируются. Следовательно, задний максимум излучения имеет небольшую величину. Малую величину имеют и боковые максимумы излучения, получающиеся вследствие большого числа вибраторов.

Из рис. 5.6. видно, что угол излучения директорной антенны в плоскости *E* (плоскости вибраторов) меньшем, чем в плоскости *H*. Это объясняется направленностью каждого из вибраторов в плоскости *E*.

Директорная антенна проста по конструкции и питанию. Напряжение высокой частоты подается по фидеру только к активному вибратору, в качестве которого обычно применяется вибратор Пистолькорса. При небольшом числе (например, 5) директоров удается получить довольно острую характеристику направленности. Эти положительные качества обусловили применение директорной антенны в метровом диапазоне волн.

Недостатки директорной антенны следующие. Во-первых сложна первоначальная настройка на заднюю волну, т.е. подбор таких длин вибраторов и расстояний между ними, при которых угол излучения получается наименьшим, а максимум излучения - наибольшим. Во-вторых, характеристика директорной антенны имеет удовлетворительную форму при изменении частоты питающего генератора в пределах ±2% процента относительно основной частоты. При расстройке генератора на 6-7% директорная антенна перестает работать - она оказывается расстроенной и рассогласованной. Следовательно, при перестройке генератора на другую волну, отличающуюся от первой больше чем на 2-3 %, требуется перестраивать директорную антенну, что усложняет ее эксплуатацию. Поэтому директорная антенна удобна при работе на фиксированной частоте. Диапазон рабочих волн директорной антенны можно расширить, применив активный вибратор и рефлектор специальной конструкции.

5.4. Влияние земли на характеристику направленности антенны.

Метод зеркальных отражений. Выше рассматривались характеристики направленности антенн без учета влияния земной поверхности. Поверхность земли влияет на характеристику направленности антенны в том случае, когда антенна расположена на небольшой высоте над землей и значительная часть излучаемой ею энергии падает на землю вблизи антенны. Это приводит к появлению отраженных от земли волн со значительной амплитудой. Вследствие интерференции прямых и отраженных от земли волн характеристика направленности антенны принимает новую форму, которой она не имела бы при значительном удалении антенны от поверхности земли.

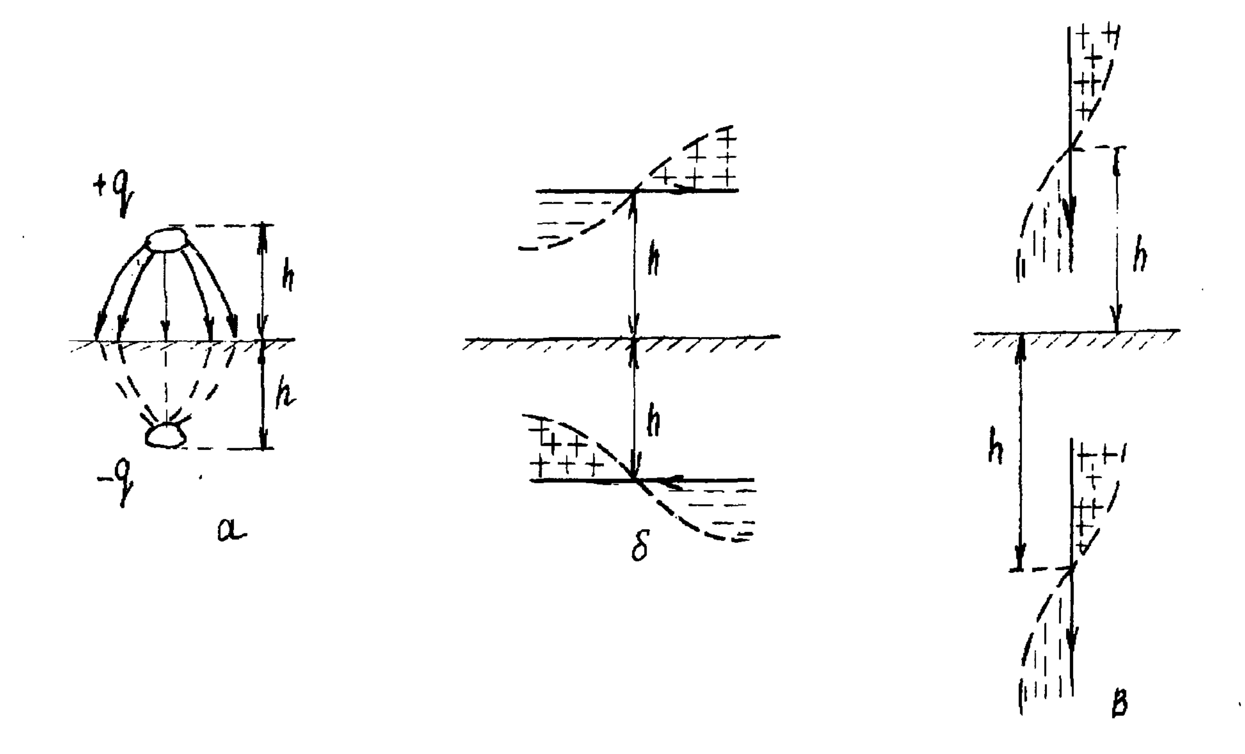


Рис. 5.7. Зеркальное изображение заряда и вибраторов

Точный учет влияния земли на характеристику направленности антенны затруднен, что обусловлено сложной зависимостью коэффициента отражения от электрических свойств почвы, длины волны, угла падения и поляризации волн. Можно приближенно учесть влияние земли, считая ее безграничной проводящей плоскостью. В этом случае коэффициент отражения равен единице, а само отражение подчиняется оптическим законам. Такая идеальная зёмля по отношению к антенне играет роль плоского зеркала. Следовательно, отраженные от земли волны можно считать исходящими от зеркального изображения антенны (рис. 5.7).

На рис. 5.8 приведены характеристики направленности вибратора, расположенного на различных высотах над поверхностью земли. Из рассмотрения этих характеристик можно сделать такие выводы:

а) в вертикальной плоскости характеристика направленности является многолепестковой, число лепестков увеличивается с увеличением высоты h, наибольший максимум излучения направлен вдоль горизонта;

б) в плоскости горизонта характеристика направленности представляет собой окружность.

Максимум излучения соответствуют те направления, в которых прямая и отраженная волны противофазны, т.е. разность их хода составляет целое четное число полуволн. Из рассмотрения характеристик направленности горизонтального вибратора (рис. 5.9) следует, что:

а) в плоскости H характеристика направленности является многолепестковой, число лепестков увеличивается с увеличением высоты, при этом нижние лепестки прижимаются к земле.

б) в плоскости горизонта излучения нет.

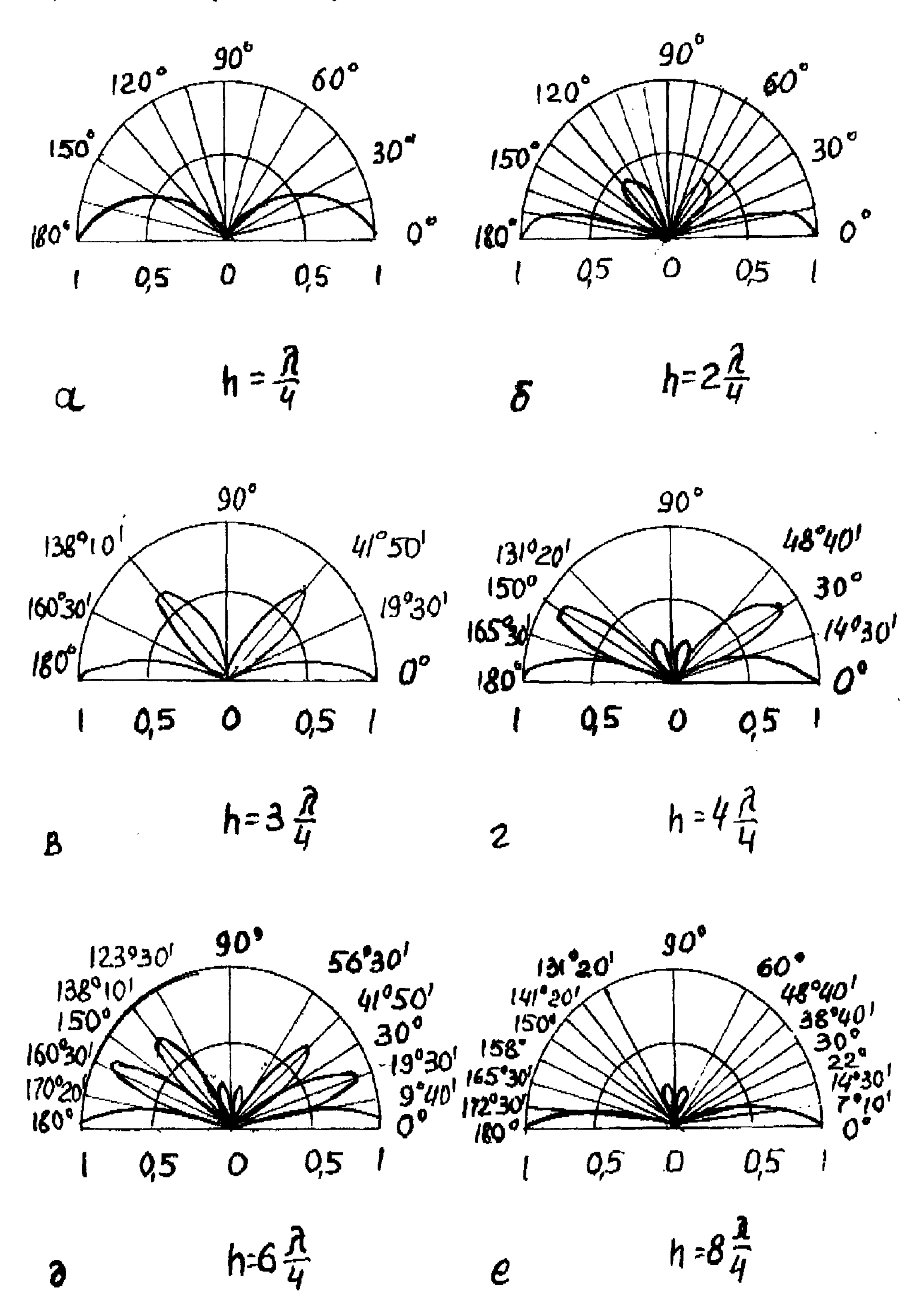


Рис. 5.8. Характеристики направленности вертикального вибратора при различных его высотах над землей

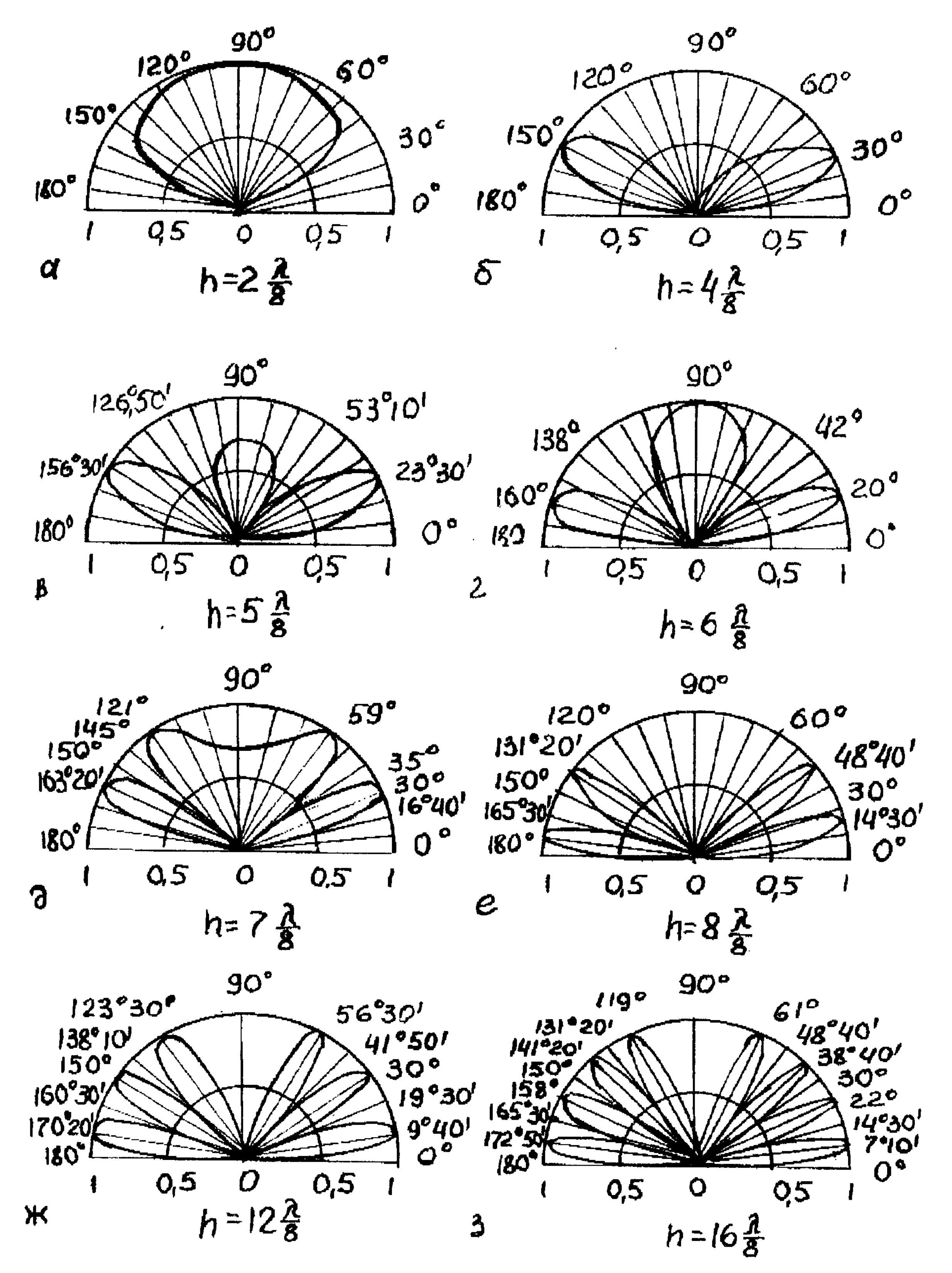


Рис. 5.9. Характеристика направленности горизонтального вибратора при различных его высотах над землей

«ТУМАННОСТЬ АНДРОМЕДЫ» - (Многовибраторная направленная КВ антенна).

Описываемая поворотная антенная система состоит из четырех отдельных антенн на диапазон 7,14,21,28 МГц, расположенных на одной траверсе. Каждая из антенн верхних

диапазонов представляет собой трехэлементный "волновой канал", антенна на 7 МГц - два активно питаемых проволочных вибратора. Чертеж антенной системы приведен на (рис. 5.10).

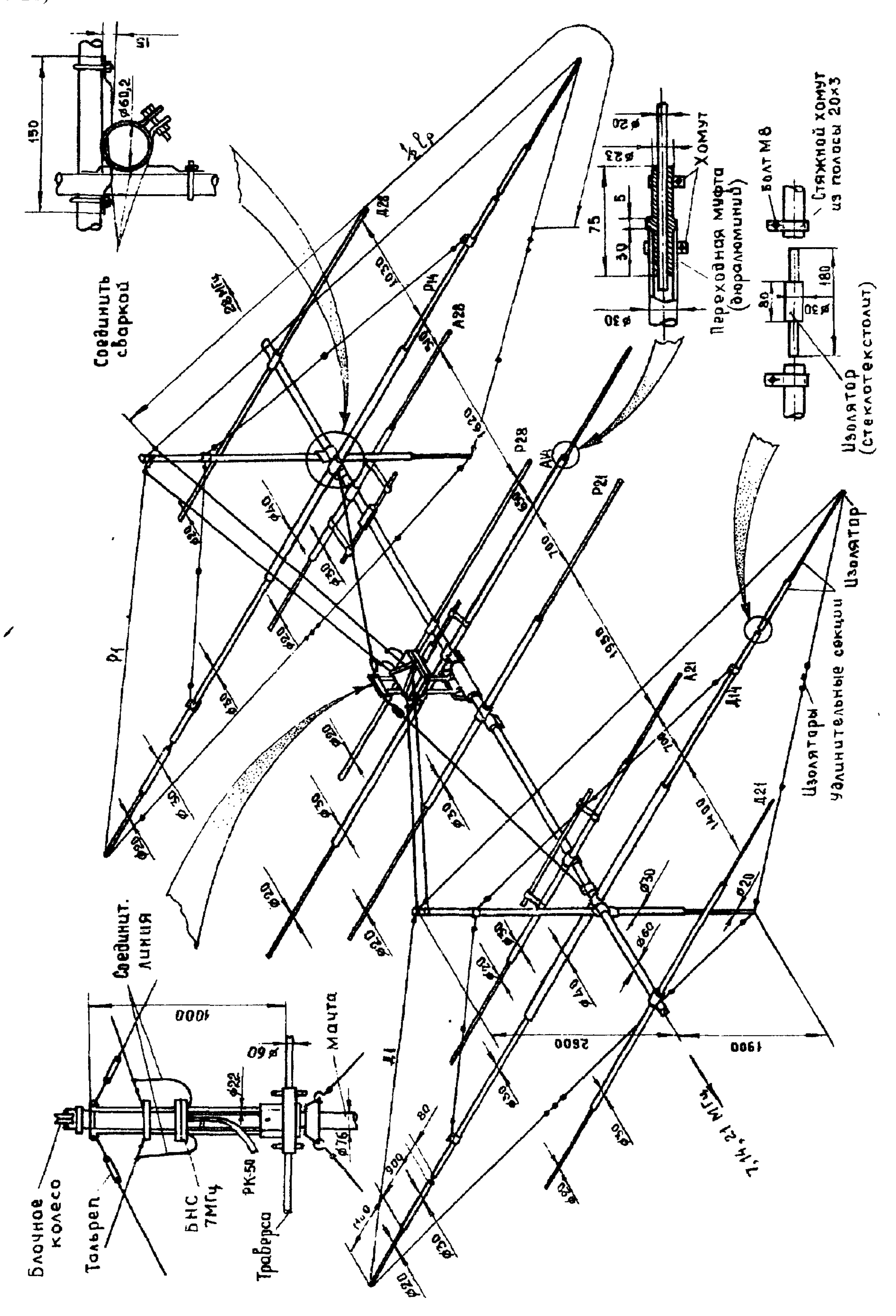


Рис. 5.10. «Туманность Андромеды»

При разработке основная задача состояла в определении такого взаимного положения элементов антенных разных диапазонов, при котором их параметры (усиление, защитные свойства сохраняются в максимальной степени. Первоначально система была выполнена как трехдиапазонная - на 14,21,28 МГц. Так как этот вариант может представлять самостоятельный интерес рассмотрим его отдельно.

5.5. Трехдиапазонный вариант.

Предшествующий эксперимент. Прежде чем приступить к созданию антенной системы, необходимо было выяснить возможные взаимные влияния ее составных частей. При макетировании, роль датчика сигнала выполнял передатчик звукового сопровождения местного телецентра. Прием велся на макетную антенну «волновой канал» (ВК), состоящую из активного вибратора с симметрирующе-согласующим устройством и двух пассивных элементов регулируемой длины - рефлектора и директора. Антенна располагалась на высоте 2 м над землей на поворотной опоре, снабженной градусной шкалой. Выходное напряжение антенны измерялось селективным микровольтметром. Эксперимент проводился на открытой площадке в условиях прямой телебашни на расстоянии около 2,5 км от нее. При вращении макетной антенны показания прибора изменялись в соответствии с ее диаграммой направленности (ДН) в горизонтальной плоскости. В зависимости от настройки антенн (длин элементов и расстояний между ними) получались ДН, показанные на рис. 5.11, *а*, б.

Как известно, по ДН можно определить коэффициент защитного действия $К_{ЗД}$ ($К_{ЗД} = 20\lg U_{п\ max} / U_{З\ max}$)
и ширину переднего лепестка $2\theta_{0,7}$ на уровне 0,707 $U_{п\ max}$ (минус 3дБ), характеризующую направленные свойства и усиление антенны.

Проверка показала, что наилучший $К_{ЗД}$, равный 24 дБ, получался при расстояниях между активными вибраторами *А*, рефлектором *Р* и директором *Д* $d_{ар} \approx d_{ад} \approx 0{,}15\lambda$, где λ - длина волны. При этом $2\theta_{0,7} \approx 62°$.

После этого оценивалось влияние на параметры трехэлементного ВК дополнительного элемента (ДЭ), имитирующего элемент совмещенной антенны другого диапазона. С учетом отношения длин элементов реальных совмещенных антенн были опробованы «короткий» и «длинный» ДЭ соответственно в 1,3...2 раза короче и длиннее активного элемента макетной антенны.

Эксперимент выявил следующее:

1. При «коротком» ДЭ независимо от места его расположения параметры антенны практически не изменяются. Это объясняется тем, что в пассивном элементе малой длины наводится сравнительно малый ток.

2. При расположении «длинного» ДЭ впереди директора на расстоянии 0,05...0,25λ или активного вибратора на расстоянии 0,075...012λ передний лепесток ДН расширялся с 62° до 66...67° (соответствует падению усиления примерно на 1 дБ), $К_{ЗД}$ на 4...8 дБ ухудшается, несмотря на соответствующую подстройку директора. Изменение длины ДЭ в указанных выше пределах незначительно отражается на результате. Следовательно в этих случаях ДЭ оказывает слабое рефлекторное действие, тем не менее ощутимо ухудшающее параметры антенны. Степень этого действия можно также оценить на одиночном вибраторе (пассивные элементы удалены) - его «восьмерочная» ДН под влиянием ДЭ становится несимметричной. При *d* равном 0,05λ асимметрия составляет около 2 дБ, при *d*, равном 0,2λ, - возрастает до 6 дБ.

3. Когда ДЭ находился на малом расстоянии (d=0,05λ) впереди вибратора, заметно уменьшилось входное сопротивление ВК, но усилительные и защитные свойства антенны оставались практически теми же.

4. При размещении ДЭ между вибратором и рефлектором его влияние незначительно.

5. Если ДЭ располагать позади рефлектора, то его влияние не ощущается при *d* более 0,04λ.

На макете оценивались также изменения ДН, возникающие при несимметричном питании антенны коаксиальным кабелем в разрез активного вибратора или через Г - согласующее устройство. Изменения в основном касались тыльной части ДН, причем уровень отклонения от оси антенны зависели в этих случаях и от расположения питающего кабеля по отношению к траверсе и мачте. Вид типичной ДН показан на рис. 5.11, б, в.

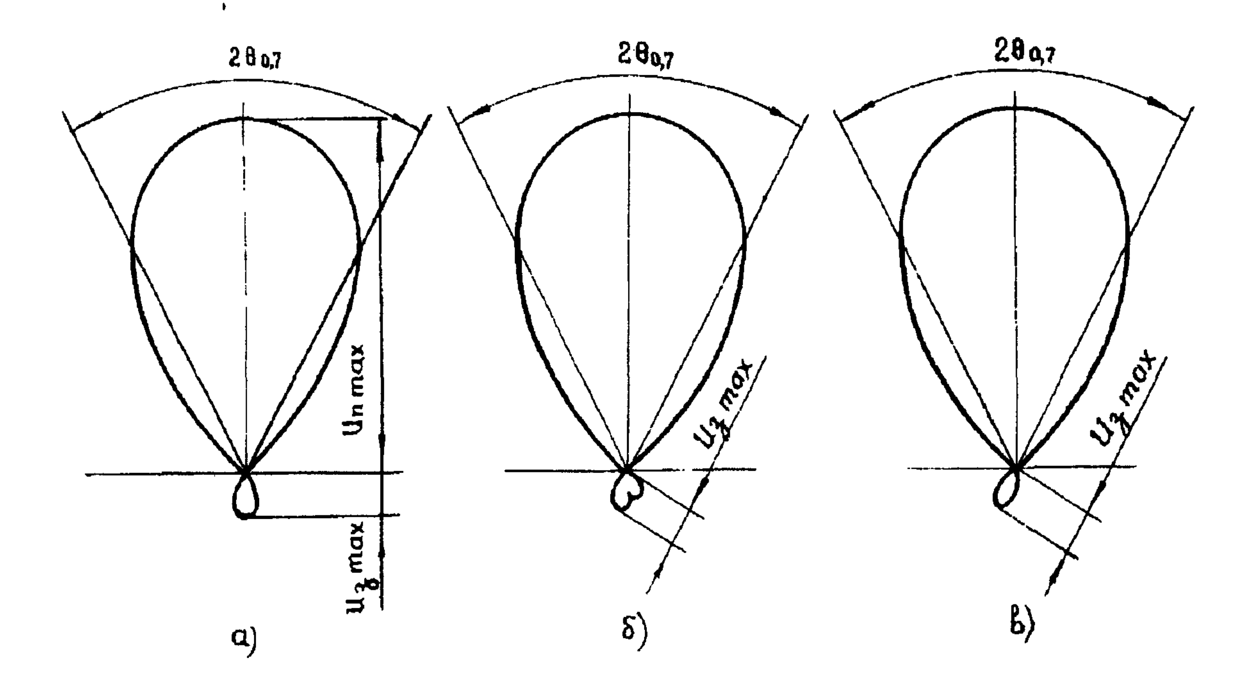


Рис. 5-11.

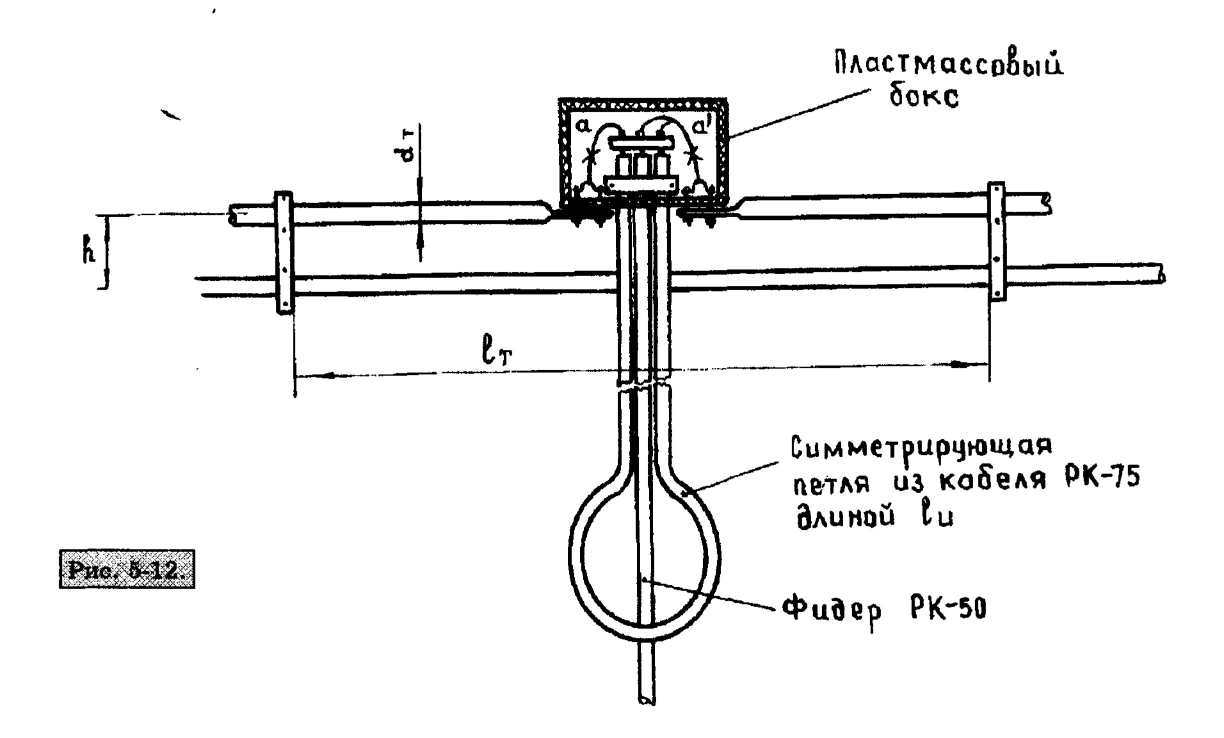


Рис. 5-12.

Компоновка антенны. С учетом полученных данных была скомпонована трехдиапазонная система (см. рис. 5.10).

Каждая из антенн представляет собой трехэлементный ВК. Расстояния между активным и пассивным элементами близки к оптимальным (d=0,15λ). Антенна на 28 МГц находится по одну сторону от центра траверсы , на 21 МГц по другую, направления их максимального излучения (приема) противоположны. Элементы антенны на 14 МГц расположены таким образом (активный элемент позади рефлекторов P_{21} и P_{28}, а пассивные на расстоянии $0{,}05\lambda_{21}$ и $0{,}05\lambda_{28}$ от A_{21} и A_{28} соответственно), что они практически не влияют на параметры антенн верхних диапазонов.

Размеры антенны приведены на рис. 5.10. и в табл. 5.1. Так как элементы симметричны относительно траверсы, то размеры указаны только для одной из половин вибраторов. Расстояние между крайними элементами составляет 8560 мм.

Таблица 5.1

Элемент	Длина секций, мм			Общая длина, мм
	∅ 20 мм	∅ 30 мм	∅ 40 мм	
$Д_{14}$	—	2×2600	4500	9420 (9330)
$А_{14}$	2×1900	6600	—	10180
$Р_{14}$	—	2×3200	4500	10600 (10480)
$Д_{21}$	2×1650	3500	—	6550
$А_{21}$	2×1900	3500	—	7020

Каждый из активных элементов питается коаксиальным кабелем РК-50 через симметрирующую полуволновую петлю из кабеля РК-75 и Т-образное согласующее устройство. Данные приведены на рис. 5.12 и в табл. 5.2. Так как вибратор $А_{14}$ в отличие от других активных элементов доступен для обслуживания с мачты, то для удобства настройки в его Т-согласователь в разрыв проводов в точка a, a' (рис. 5.12) включены два конденсатора $С_т$ К15-У1 емкостью 130 пФ.

Таблица 5.2

Диапазон МГц	$l_Т$	$l_ц$	$d_Т$	h
14	1300 (1160)	6980	8	140
21	1160	4680	8	80
28	1150	3400	90	75

Примечание: В скобках указан размер для четырехдиапазонного варианта антенной системы.

Конструктивные особенности. Описываемая антенная система находится на расстоянии 7 м от конька шиферной крыши. По отношению к земле она поднята на высоту 26 м. Поворотное устройство расположено в нижней части мачты. Элементы и траверсы выполнены из дюралюминиевых труб. Трубы разных диаметров соединены переходными муфтами с применением стяжных хомутов Ω-образной формы без сверления труб (рис. 5-10). Во избежание резонирования под влиянием ветра на концы элементов антенны на 28 МГц надеты небольшие грузы. Траверса поддерживается с помощью оттяжек, которые прикреплены к П-образному вертикальному кронштейну (рис. 5.10). Все коаксиальные кабели «на подходе» к траверсе заканчиваются разъемами. Во избежание обрыва фидеров поворотное устройство снабжено концевыми выключателями, разрешающими поворот не более чем на 330° .

Мачта снабжена ступеньками, лебедкой, блочным колесом наверху и двумя площадками для крепления антенны: рабочей, расположенной над верхним подшипником, и монтажной - в нижней части мачты. Для обслуживания и регулирования вся антенна в сборе опускается в нижнее положение. При подъеме и опускании антенны оттяжки внизу демонтируют и сводят к мачте.

5.6. Многодиапазонная направленная КВ антенна.

Методика настройки. Как известно, настройка антенн на получение максимального $К_{ЗД}$ в большинстве случаев не совпадает с настройкой на максимальное усиление (т.е. на минимальное значение $2\theta_{0,7}$). В первом варианте проигрыш в усилении не будет превышать 0,5 дБ, во втором - ухудшение $К_{ЗД}$ может достичь 10 дБ и более. Поэтому предпочтителен первый вариант настройки.

Параметры смонтированной и поднятой на рабочую высоту антенной системы удобно измерять при приеме сигнала генератора со стабильным выходным напряжением 0,5...1 В (Г4-18А, Г4-102, ГСС-6), передаваемого через горизонтальную антенну соседней любительской станции. Желательно, чтобы шкала указателя положения настраиваемой антенны имела цену деления 1-2°. Антенну соединяют с приемником, устанавливают режим CW, отключают АРУ, к выходу приемника подключают милливольтметр. По командам с места настройки на генераторе-датчике последовательно устанавливают ряд частот в пределах каждого из диапазонов. На каждой из них, вращая антенну, оценивают ДН по показаниям милливольтметра и фиксируют основные показатели - ширину переднего лепестка $2\theta_{0,7}$ и максимальный уровень заднего лепестка (лепестков) $U_{з\ max}$.

Для удобства измерений целесообразно установить величину $U_{п\ max}$, равной 1В или 0дБ. При использовании лампового применения, неискаженное выходное напряжение которого может достигать десятков вольт, удобно установить $U_{п\ max}$, равным 10В и при определении ДН применять обычный авометр.

После проверки ДН на всех диапазонах антенны подключают к передатчику и КСВ - метром (50 Ом) измеряют согласование в нескольких точках каждого диапазона.

Правильно настроенные антенны на средних частотах диапазонов должны иметь $К_{ЗД}$ равным 23..26 дБ (14...20 раз), $2\theta_{0,7}$ - 61...63° и КСВ - 1...1,1.

Полученные после измерений данные анализируют. Если нужна коррекция, всю систему в сборе опускают в нижнее положение. При необходимости изменить $К_{ЗД}$ регулируют, перемещая концевые секции, длину пассивных элементов. Например, если измерения антенны на 21 МГц показали, что наилучший $К_{ЗД}$=23 дБ получился не на средней частоте 21,2 МГц, а на 21,4 МГц, т.е. ошибка составила [(21,4 - 21,2)/ 21,2] × 100 % ≈ 1%, то длины обоих пассивных элементов следует увеличить на 1% (по 0,5% каждой стороны). В тех случаях, когда максимальное значение $К_{ЗД}$ меньше 23 дБ, поочередно корректируют длину обоих пассивных элементов, проводя каждый раз измерения ДН.

Согласование по питанию производят после того, как закончено формирование ДН. Если частота наилучшего согласования $f_к$, на которой измеренное значение КСВ было минимальным, не совпадает с $f_{ср}$, следует соответствующим образом изменить длину активного элемента, затем подбором расстояния $l_т$ получить на $f_{ср}$ КСВ близким к 1. На диапазоне 14 МГц, подбирая конденсаторы $С_т$,частоту $f_к$ можно сдвинуть примерно на ±0,5%, причем увеличение емкости приводит к увеличению $f_к$.

Измеренные значения параметров описываемой антенны приведены в таблице 5.3. Из сравнения показателей следует, что взаимное влияние между антеннами ощущается только в более быстром росте КСВ на диапазонах 21 и 28 МГц.

На всех диапазонах, кроме нижнего участка диапазона 28 МГц, тыльная часть ДН однолепестковая, симметричная по отношению к боковым минимумам. На частотах 28...28,5 МГц сзади наблюдались два лепестка. Отношение излучений «вперед/вбок» во всех случаях было в пределах 28..35 дБ. Измерения в эфире показали, что реальный $К_{ЗД}$ для большинства принимаемых станций в диапазонах 21 и 28 МГц составляет 23...30 дБ, в диапазоне 14 МГц - 18 ...23 дБ, выигрыш в силе сигнала по сравнению с антенной «INVERTED VEE» был в среднем 1...2 балла. Описываемая конструкция была повторена на ряде любительских радиостанций. Полученный при настройке опыт позволяет сделать следующие выводы:

1. При размещении антенны над железобетонной крышей на малой высоте ее параметры ощутимо ухудшаются. Минимально допустимой можно считать высоту 8 м. Отмечено,

что в направлениях, проходящих вдоль длинной железобетонной крыши, выигрыш в силе сигнала при дальних связях меньшем, чем в поперечном направлении.

Таблица 5.3

f,МГц	14	14,1	14,2	14,4	21	21,1	21,2	21,3	21,4	28	28,25	28,5	28,75	29	29,5
$2\theta_{0,7}$, град	62	62	62	64	63	63	62	62	63	62	62	61	61	60	60
$K_{ЗД}$, дБ	20	23	23	21	21	23	26	26	24	19	20	20	23	22	18,5
$K_{СВ}$	1,2	1	1,1	1,3	1,6	1,3	1,1	1,3	1,5	1,3	1,1	1,3	1,5	1,7	2

2. Если КСВ в питающем кабеле изменяется при вращении антенны, это свидетельствует о значительном влиянии окружающих предметов. Близко расположенные проволочные линии и особенно, настроенные КВ антенны могут существенно исказить ДН антенны. Оценить эти влияния можно, снимая ДН по сигналам, приходящим с разных направлений.

3. При использовании питающих фидеров из 75-омного кабеля расстояние $l_Т$ следует увеличить на 20...30%.

4. Все элементы фидерного тракта желательно проверить заранее, до установки на мачте. Длину полуволновой симметрирующей петли можно проконтролировать ГИРом. Для этого с двух сторон подготовленного отрезка кабеля короткими (15..20 мм) перемычками замыкают центральную жилу с оплеткой, к одной из перемычек подносят ГИР и находят частоту основного резонанса петли. При правильно подобранной длине петли резонанс будет отмечаться на средней частоте диапазона.

КСВ фидерного тракта в сборе (антенный переключатель, фидер, симметрирующая петля) на каждый из диапазонов, нагруженного вместо Т-согласователя на 200-омную активную нагрузку (или 300-омную, если волновое сопротивление фидера 75 Ом), на всех частотах не должен превышать 1,15.

5. При одинаковой электрической длине вибратора со скачкообразным изменением поперечного сечения (выполнен из трубок разного диаметра) и с постоянным сечением их геометрической длины оказываются разными.

Так, например, активный элемент для антенны на диапазон 28 МГц, изготовленный первоначально из трубки диаметром 20 мм, имел длину 5030 мм. После перехода к ступенчатой конструкции (для увеличения широкополосности) потребовался вибратор длиной 5330 мм. Аналогично пассивные элементы этой же антенны при выполнении их из комбинации трубок диаметрами 20 и 30 мм оказались примерно на 4% процента длиннее (по сравнению с размерами, приведенными в таблице 5.3).

Отмеченный эффект можно объяснить возникновением отраженного в месте резкого изменения волнового сопротивления (диаметра) элемента, что приводит к появлению на входных зажимах (применительно к активному элементу) реактивной составляющей $X_{вх.\,отр}$, сдвигающей резонансную частоту элемента. Проверка с помощью ГИРа ряда макетных вибраторов ступенчатой формы с разными соотношениями диаметром и длин составных частей и одинаковой общей длиной показала, что резонансная частота сильно зависит от соотношения диаметров средней и концевых частей элемента и в меньшей степени от соотношения их длин, а знак изменения частоты определяется порядком чередования диаметров в месте ступеньки (стыка). Для компенсации действия $X_{вх.\,отр}$ длину элемента необходимо соответствующим образом изменить. В нашем случае (переход от большого размера к меньшему на краях) компенсация осуществляется удлинением элемента.

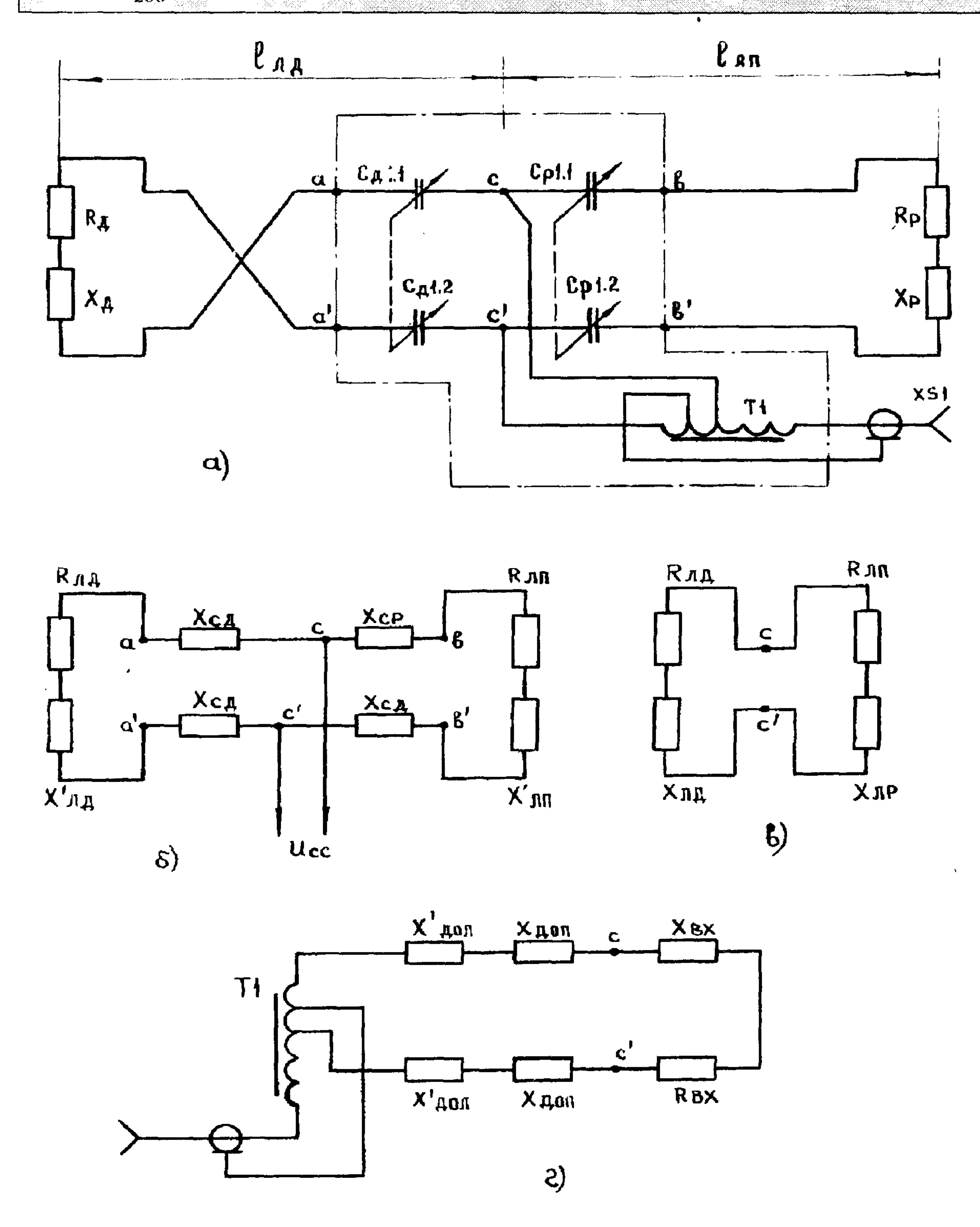


Рис. 5.13.

Положительным свойством ступенчатой конструкции является ее несколько большая широкополосность, связанная с противоположным характером изменения в полосе частот $X_{вх.\ отр}$ и собственного $X_{вх.\ отр}$ элемента.

В связи со сказанным, изготовление антенных элементов из трубок, отличающихся от тех, что указаны в статье, потребует коррекции длин элементов.

6. Муфты для соединения трубок следует изготавливать из материала, однородного с материалом трубок. (Из практики известен случай, когда сопротивление перехода между дюралюминиевыми отрезами элемента, соединенными муфтой из магниевого сплава, за два месяца выросло до 4 кОм, что полностью нарушило работу антенны). Места стыков

желательно защитить от влаги. После изготовления элементов целесообразно измерить переходное сопротивление между отрезками трубок.

Многодиапазонная направленная антенна.

Антенна на 7 МГц.

После двухлетней эксплуатации трехдиапазонная система была дополнена антенной на диапазон 7МГц, состоящей из двух активных вибраторов (ДАВ). Каждый из них представляет собой симметричный проволочный диполь длиной около 0,5 λ, натянутый в форме неполного ромба, на каркас, образованный пассивным элементом антенны на 14 МГц с изолированными удлиняющими секциями и вертикальной штангой. Детали конструкции показаны на общем виде антенны (рис. 5.13).

Форма проволочный вибраторов, найденная экспериментально, обеспечивает малое влияние на элементы $Д_{14}$ (P_{14}), причем вносимое в эти элементы сопротивление имеет чисто реактивный характер и легко компенсируется примерно однопроцентным укорочением их длины. По отношению к антеннам 21 и 28 МГц проволочные вибраторы оказываются в стороне от направления главного лепестка их ДН, слабо связаны с полями этих антенн и практически не влияют на работу.

Расстояние между вибраторами задано местоположением $Д_{14}$ и P_{14} и равно 6130 мм (d≈0,145λ). Резонансная длина одиночного вибратора описанной формы на частоте 7,05 МГц - около 21,5м, входное сопротивление - около 55 Ом.

В известных конструкциях ДАВ (антенна HB9CV, «швейцарский квадрат») настройка антенны связана с регулировкой Г-согласователей и изменением размеров вибраторов. Учитывая, что в данном случае подобные регулировки на рабочей высоте антенны крайне затруднены, был разработан способ, при котором все необходимые настроечные операции осуществляются в одном блоке настройки и согласования (БНС), расположенном в легкодоступном месте вблизи крепления траверсы к мачте.

Эквивалентная схема. Электрическая схема антенны приведена на рис. 5.13,а. Индексы «*Д*» и «*Р*» обозначают надежность элементов к цепям директорам и рефлектора соответственно. Оба вибратора, представленные составляющими входных сопротивлений $R_д$, $X_д$, и $R_р$, $X_р$, соединяются с БНС кратчайшим путем симметричными линиями примерно одинаковой длины $l_{лд} \approx l_{лр} \approx 0{,}085\lambda$, имеющими волновое сопротивление около 600 Ом. Эти линии трансформируют входные сопротивления вибраторов в сопротивление $R_{лд}$, $X'_{лд}$ и $R_{лр}$, $X'_{лр}$ в точках a - a′ и b - b′ (рис. 5.13, б). Сдвоенными конденсаторами $C_д$ и $C_р$, включенными в соединительные линии, приблизительно компенсируют большие реактивные составляющие индуктивного характера $X'_{лд}$ и $X'_{лр}$ с таким расчетом, чтобы остаточные значения $X'_{лд} = X'_{лд} + 2X_{сд}$ и $X_{лр} = X'_{лр} + 2X_{ср}$ (рис. 5.13, в) обеспечивали соотношения фаз и амплитуд токов в линиях и соответственно в вибраторах, при которых получается оптимальная настройка антенны.

Отношение амплитуд токов в вибраторах примерно равняется отношению амплитуд токов
на входах линий

$$I_д / I_р \approx I_{лд} / I_{лр}, \quad (5.1)$$

а разность фаз соответствующих токов отличается на 180° за счет перекрещивания концов одной из соединительных линий

$$\alpha = \varphi_р - \varphi_д = (\varphi_{лр} - \varphi_{лд}) \pm 180°. \quad (5.2)$$

Например, при $\varphi_{лд} = 26°$, $\varphi_{лр} = -26°$, α= - 52 ± 180°.

Для согласования фидера, подключаемого к разъему XS1 с антенной применен симметрирующий согласующий автотрансформатор *T*1. Входное сопротивление антенны, нагружающее *T*1 в точках с - с′, может быть представлено в виде последовательной цепи $R_{вх}$, $X_{вх}$ (рис. 5.13, г).

Особенности настройки ДН антенн типа ДАВ. Полное подавление излучения назад (вдоль траверсы антенны) будет в случае, когда от обоих вибраторов в пространстве за

рефлектором равны по значению и противоположны по знаку. Для этого необходимо, чтобы токи в вибраторах, создающих эти поля, удовлетворяли требованиям

$$I_д = I_р, \qquad (5.3)$$

$$\alpha = I_р - I_д = \pm 180^\circ - 360^\circ \; d/\lambda \qquad (5.4)$$

Выбранному расстоянию между вибраторами (d=0,145 λ) будет соответствовать α=128° или α= - 232° (оба значения равноценны). Соответствующая ДН в горизонтальной плоскости приведена на рис. 5.14, а. Глубокое подавление излучения «назад» получается только в узком секторе, задние лепестки достигают уровня - 15... -18 дБ, ширина переднего лепестка ДН - около 70°.

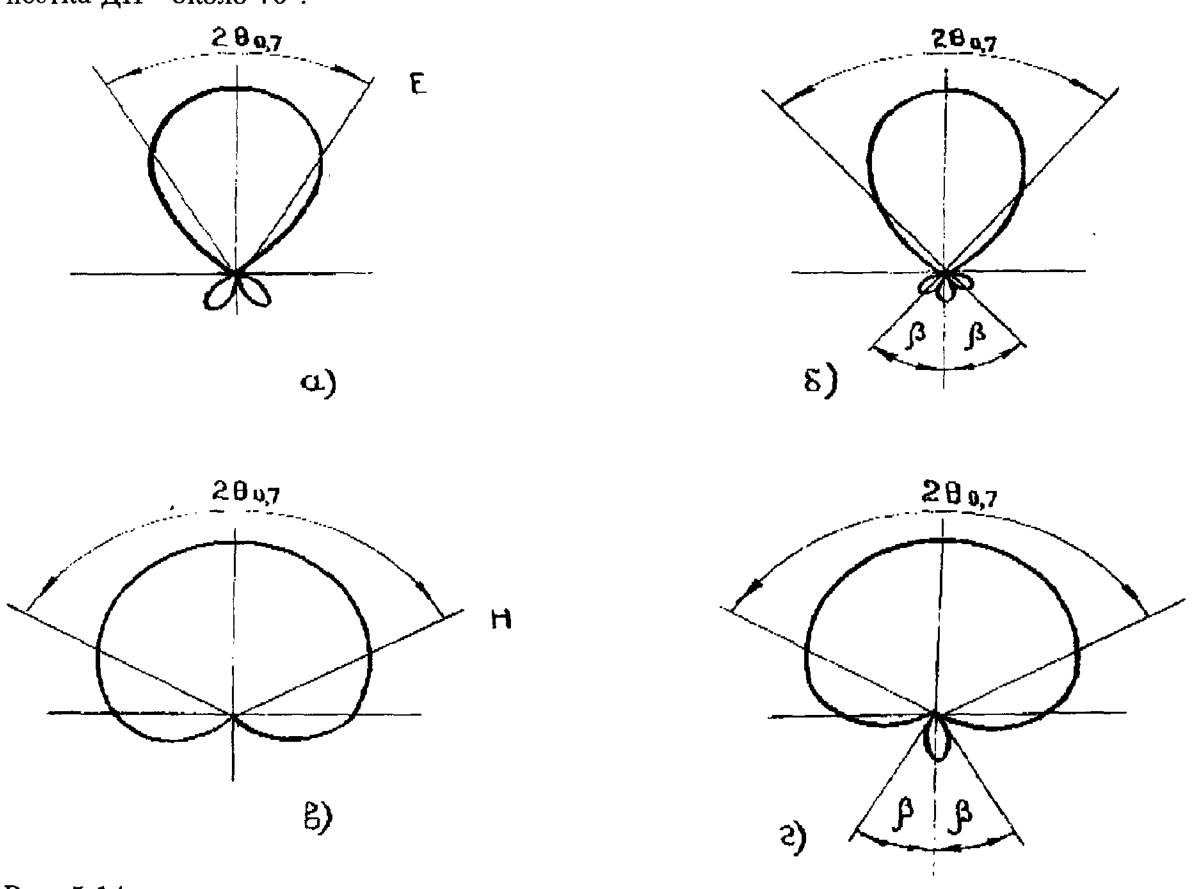


Рис. 5.14.

Если изменить условие (5.4) в сторону увеличения, взаимное уничтожение полей будет происходить не вдоль оси антенны, а под некоторым углом β к ней (рис. 5-13, б). При этом в тыльной части ДН вместо одного появятся два глубоких минимума, ширина переднего и уровни задних боковых лепестков уменьшатся, т.е. возрастут усилительные и защитные свойства антенны. Значение β легко контролируются по ДН и может быть принято за параметр антенны. α и β связаны между собой отношением

$$\alpha = 180^\circ - \cos \beta \cdot 360^\circ \; d/\lambda. \qquad (5.5)$$

При β равном 30° (соответственно α=135°) $К_{зд}$ превышает 20 дБ, $2\theta_{0,7}$ приблизительно равно 65°. При дальнейшем увеличении ширина переднего лепестка ДН продолжает уменьшаться, но возрастает задний лепесток и при $2\theta_{0,7}$ =61° $К_{зд}$ ухудшается до 10...12 дБ. Значению β=90° соответствует противофазная антенна (α=180°) с равными лепестками ДН.

Приведенные значения получены на макете из двух линейных горизонтально расположенных на расстоянии 0,145λ друг от друга вибраторов с помощью описанной в первой части статьи установки. Вибраторы были соединены по схеме рис. 5-13. В процессе настройки последовательной регулировкой конденсаторов $C_д$ и $C_р$ нужно было получить минимальный выходной уровень при расположении макета рефлектором в сторону датчика сигнала (телецентра), причем угол β между осью (траверсой) макета и направлением на датчик определял положение минимумов на ДН (рис. 5.14, б). Практически одинаковые

ДН были получены при длинах вибраторов, изменявших в пределах ± 10% и более от резонансной длины. При всех вариантах настройки уровни задних минимумов ДН достигали - 35 ... - 45 дБ от $U_{n\ max}$.

На макете были также опробованы вибраторы согнутой формы, аналогичные примененным в реальной конструкции. В этом варианте ощутимо - на 120 дБ и более - ухудшилось отношение вперед/вбок, однако основные параметры - $2\theta_{0,7}$, $К_{ЗД}$ практически не изменились.

Расчетные формы ДН в вертикальной плоскости для антенны в свободном пространстве показаны на рис. 5.14, в (при β=0) и рис. 5.14, г (при β>0). Ширина лепестка $2\theta_{0,7}$ при изменении β от 0 до 45° сужается со 140° до 125°.

Оптимальной можно считать настройку при β=30...40°. Расчетное значение коэффициента усиления при β=40° примерно на 1 дБ выше, чем у двухэлементной антенны с пассивным рефлектором.

Применительно к известным антеннам типа ДАВ увеличение угла β на ДН достигается или уменьшением разности длин линий, питающих настроенные в резонанс вибраторы (HB9CY, ZL - BEAM), или уменьшением разности настроек (длин) самих вибраторов («швейцарский квадрат»).

Отметим, что при увеличении угла уменьшается активная составляющая входного сопротивления и диапазонность антенны. С учетом (5.2) и (5.5) разность фаз токов на входах линий должна составлять:

$$\varphi_{лд} - \varphi_{лр} = 180^\circ - \alpha = \cos\beta \cdot 360^\circ d / \lambda \qquad (5.6)$$

Входное сопротивление антенны на 7 МГц. Для получения равных по величине токов в вибраторах согласно условию (5.1) должны быть равные входные сопротивления линий, т.е.

$$\sqrt{R_{лд}^2 + X_{лд}^2} = \sqrt{R_{лр}^2 + X_{лр}^2} \qquad (5.7)$$

Сопротивления $R_{лд}$ и $R_{лр}$ зависят от конструктивных данных - длин соединительных линий $l_д$ и $l_р$ вибраторов и расстояния d между ними. Составляющие $X_{лд}$ и $X_{лр}$ определяются в процессе настройки антенны конденсаторами $С_д$ и $С_р$. Эти величины должны одновременно удовлетворять фазовым (5.6) и амплитудным (5.7) условиям получения глубоких минимумов в тыльной части ДН антенны.

Если $R_{лд}$ равно $R_{лр}$, условия настройки выполняются при $X_{лд}$ = - $X_{лр}$. В результате входное сопротивление будет содержать только активную составляющую $R_{вх}$. В антеннах типа ДАВ с равными длинами вибраторов $l_д = l_р \approx 0{,}5\lambda$, при d равном 0,145λ, сопротивление $R_д$ больше $R_р$ ориентировочно на 15%. Для выполнения условия $R_{лд} = R_{лр}$ следует придерживаться соотношения $l_р$=(1,03...1,05)$l_д$. Длины элементов могут быть попарно как меньше, так и больше резонансных причем соседние предпочтительнее, т.к. в этом случае получается более высокое входное сопротивление, что увеличивает широкополосность антенны и улучшает КПД. К сожалению габаритные ограничения не позволяют использовать это обстоятельство.

Если $R_{лд}$ не равно $R_{лр}$, входное сопротивление антенны будет комплексным. В зависимости от соотношения между $R_{лд}$ и $R_{лр}$ составляющая $X_{вх}$ может иметь как индуктивный, так и емкостный характер. Влияние $X_{вх}$ может быть компенсировано подключением между входом антенны и выходом автотрансформатора $T1$ дополнительных реактивных элементов с сопротивлением $2X_{доп} = - X_{вх}$ (см. рис. 5.13, г). При этом амплитудно-фазовые соотношения токов в вибраторах не изменяются.

При питании антенны через согласующий трансформатор приходится считаться с влиянием его паразитной индуктивности рассеяния, также ухудшающей согласование. Действие индуктивности рассеяния можно компенсировать, исключив последовательно со входом антенные емкостные сопротивления $X'_{доп}$ с определенным значением (см. рис. 5.13, г). Оптимальным будет такое соотношение $R_{лд}$ и $R_{лр}$, при котором реактивная со-

ставляющая будет $X_{вх}$ будет равна $2X'_{доп}$ и вся входная цепь окажется настроенной в резонанс при $X_{доп}=0$. На практике удобно иметь соотношение несколько отличающееся от оптимального с таким расчетом, чтобы настройка в резонанс осуществлялась изменением длины (индуктивности $X_{доп}$) короткой соединительной линии между выходом автотрансформатора и входом антенны. С учетом отмеченных обстоятельств в антенне применены вибраторы с длинами $l_д = 21,7$ м и $l_р = 22$ м.

Измерения антенны показали, что ее входное сопротивление на частоте 7,05 МГц составляет 16,5 Ом при β=0 и приблизительно 13 Ом при β=40°.

$X_{вх}$ может быть полностью скомпенсировано только на какой-то одной частоте $f_к$. Этой частоте будет соответствовать минимальный КСВ в питающем кабеле ($R_{вх}$ в пределах диапазона изменяется незначительно и рост КСВ в основном определяется ростом $X_{вх}$). Желательно, чтобы $f_к$ находилась в середине диапазона, в этом случае значения КСВ на крайних частотах будут примерно одинаковы.

Конструкция БНС. Автотрансформатор (АТ) изготовлен на магнитопроводе из четырех сложенных вместе ферритовых колец 50ВЧ (типоразмер К32×16×8). Намотка выполнена скрученными в тугой жгут 12 многожильными проводами диаметром 1 мм в фторопластовой изоляции наружным диаметром 1,5 мм. Число витков - 4. Провода соединены параллельно в группы. В первых трех группах - по да провода, в двух последних - по три. Группы включены последовательно (соединения должны быть максимально короткими), как показано на рис. Выводы групп IV и V располагают симметрично. Таким образом, выходная часть АТ содержит 16 витков, выходная - 8. Выходное напряжение симметрично относительно точки 0. Коэффициент трансформации n равен 0,5. Согласование на входе XSl с 50-омным фидером произойдет при нагрузке $R_{сс} = \pi^2 R = 0,25 \cdot 50 = 12,5$ Ом (без учета потерь в $T1$). Коэффициент трансформации можно увеличить, уменьшив число витков во входной обмотке, отматывая их из первой группы. При уменьшении на один виток согласованная нагрузка будет $R_{сс} = (8/14)^2 \cdot 50 = 16,4$ Ом.

Соединение концов групп должно быть максимально коротким. Выводы групп 4 и 5 располагают симметрично. Намотка на магнитопровод плотная.

Проверка трансформатора с входной обмоткой из 15 витков, нагруженного на эквивалент антенны, состоящей из 10 параллельно включенных резисторов (МЛТ-2) сопротивлением 150 Ом, показала, что КСВ по входу XSI на частоте 7 МГц равнялся 1,3. При подключении последовательно с нагрузкой компенсирующего конденсатора емкостью 3000...400 пФ КСВ в широкой полосе частот получался не хуже 1,05. Измеряя с помощью ВЧ вольтметра показали, что асимметрия входного напряжения относительно точки О не превышает 2%. Допустимое напряжение частотой 7 МГц на входной обмотке, определенное расчетным путем - не менее 300 В.

Каждый из конденсаторов $C_д1.2$, $C_р1.1$, $C_р1.2$ представляет собой группу параллельно соединенных конденсаторов, состоящую из подстроечного емкостью 5...15 пФ с зазором между пластинами 1,5 мм и двух постоянных К15У1 (ТКЕ М750) суммарной емкостью 82 пФ для директорной и 93 пФ для рефлекторной цепей. Оси подстроечных конденсаторов для упрощения конструкции не объединяются и при настройке должны вращаться попарно симметрично.

Конденсаторы и АТ размещены в пластмассовой коробке (ее внутренние размеры - 150× 100×50 мм) со съемной крышкой. В центре дна расположен разъем СР-50-165Ф, на противоположных краях - латунные шпильки с резьбой М4 для подключения соединительных линий. Антенный вход и выход АТ подключены к отдельным клеммным колодкам с креплением под винт, которые соединены между собой короткой внутренней соединительной линией, одновременно выполняя роль компенсирующей реактивности $X_{доп}$ (см. рис. 5.13, г). Коробка размещена на вертикальном П-образном кронштейне в средней части траверсы крепление легкосъемное.

Антенные вибраторы и соединительные линии выполнены из провода ПЭВ 1,67, расстояние между проводами линий 130 мм.

Изолирующие вставки на концах пассивных элементов диапазона 14 МГц изготовлены из стеклотекстолита. Остальные данные приведены на чертеже общего вида антенны.

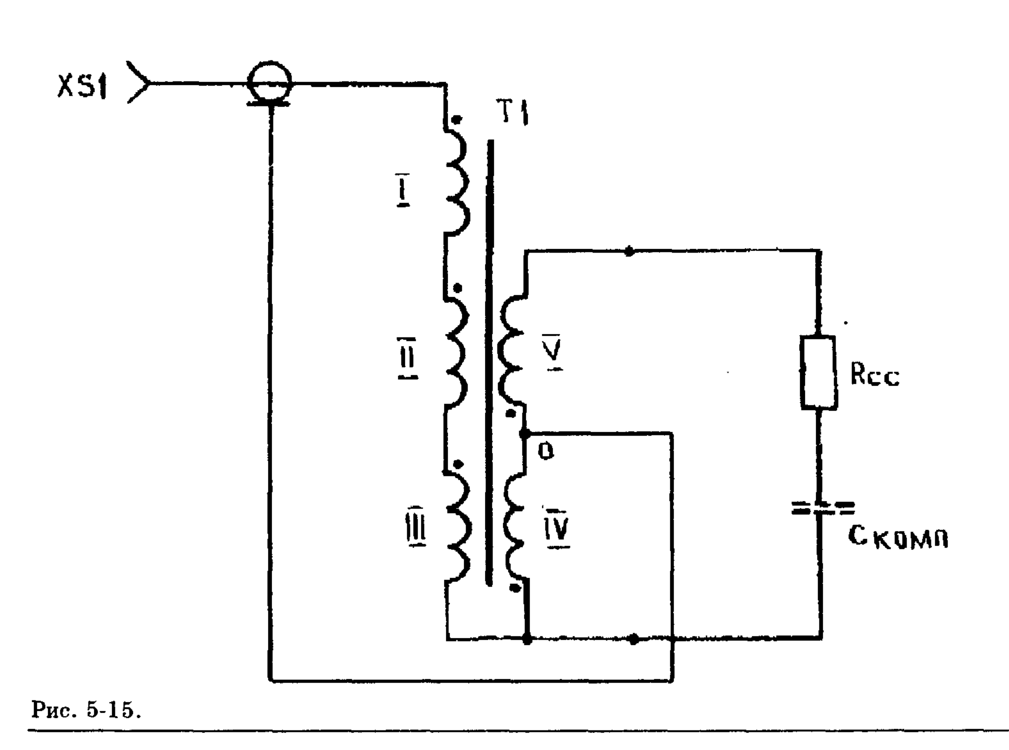


Рис. 5-15.

Методика настройки. Антенну удобно настраивать в режиме приема, используя на передающей стороне горизонтальную антенну и измерительный генератор, дающий сигнал максимально возможного уровня (0,5...2 В) частотой $f_{ср}$ 7,05 МГц. На время настройки в БНС следует установить конденсаторы с таким расчетом, чтобы иметь возможность оперативно регулировать емкость каждой группы в пределах 70...120 пФ. Настраиваемую антенну поворачивают рефлектором в сторону датчика сигнала так, чтобы угол между направлением на датчик и траверсой антенны равнялся оптимальному значению - 30°. Антенну подключают к приемнику, НЧ сигнал с выхода приемника «выводят» на мачту, к месту расположения БНС, где контролируют с помощью головных телефонов. Последовательной регулировкой конденсаторов $C_д$ и $C_р$ (длинной электрической отверткой) добиваются минимальной слышимости сигнала. Затем к выходу приемника подключают милливольтметр, и, вращая антенну, снижают ДН. Следующий этап - КСВ - метром при пониженной мощности измеряют КСВ на нескольких частотах 7...7,1 МГц и определяют частоту $f_к$, на которой КСВ минимален.

При правильном и симметричном исполнении антенных вибраторов, соединительных линий и БСН удовлетворительная диаграмма направленности должна получится сразу. Согласование по питанию скорее всего потребует дальнейших действий.

Разберем их порядок на примере. Предположим, измерения показали, что минимальное значение КСВ=1,3 получилось на частоте $f_к$ 7,08 Мгц. Так как на частоте компенсации $f_к$ реактивная составляющая нагрузки равна нулю, считаем что сопротивление на входе (разъеме XS1) автотрансформатора $R_{вх.\ ат}$ в 1,3 раза отличается от волнового сопротивления ρ питающего кабеля. Чтобы определить характер отличия (больше или меньше), следует произвести описанную выше процедуру настройки антенны при другом значении угла β, например при 0°. Если в этом случае минимальный КСВ будет больше измеренного при β=30°, можно сделать вывод, что $R_{вх}$ больше ρ, так как с уменьшением угла β входное сопротивление антенны возрастает. Следовательно, для улучшения согласования необходимо уменьшить $R_{вх.\ ат}$, изменив коэффициент трансформации n в $\sqrt{1,3} = 1,14$ раза. Это можно получить, уменьшив входную обмотку АТ на два витка. Возможен и другой вариант - обмотку уменьшают только на один виток, и антенну перестраивают при β=40...45°.

Для понижения частоты компенсации $f_к$ до значения 7,05 МГц следует, как отмечалось ранее, повысить индуктивность линии, соединяющей АТ и вход антенны, увеличивая ее длину. Индуктивность линии также зависит от расстояния между ее проводниками. Она уменьшается при их сближении (применительно к линии из проводов диаметром 1,5 мм и расстоянием между ними около 20 мм, изменением длины в пределах 50...200 мм приводило к смещению $f_к$ на 35 кГц).

После настройки БСН измеряют значение емкостей $C_д$ и $C_р$ и устанавливают конденсаторы для постоянной работы. При подводимой к антенне мощности 200 Вт амплитуда напряжения на конденсаторах может достигать 900 В. Так как БСН будет находится под открытым небом, следует применять конденсаторы на напряжение не менее 2 кВ с допустимой реактивной мощностью 2 квар.

В описываемой антенне при β=30° n=8/15 и питающем кабеле РК - 50 КСВ менялся от 1,05 на средней частоте до 1,75 на краях диапазона. Быстрый рост КСВ объясняется в основном использованием вибраторов малого диаметра. Если применить вибраторы с пониженным волновым сопротивлением, например из трех параллельно расположенных проводов при расстояниях между ними 150 мм, можно ожидать уменьшения КСВ на краях диапазона до 1,4. Измеренная на частоте 7,05 МГц ДН приведена в табл. 5.4. На нижнем краю диапазона она близка к приведенной, на верхнем краю отношение излучения «вперед/назад» ухудшается до 16 дБ. Ширина переднего лепестка ДН в пределах всего диапазона составляет 64...66°.

Таблица 5.4

Азимут, град	195	210	225	240	255	270	285	300	330	0
Относит. Уровень	0,06	0,02	0,03	0,1	0,11	0,1	0,1	0,23	0,75	1

Азимут, град	30	60	75	90	105	120	135	150	165	180
Относит. Уровень	0,75	0,25	0,1	0,1	0,13	0,1	0,05	0,03	0,07	0,08

Если предполагается использовать фидер с волновым сопротивлением 75 Ом, коэффициент трансформации АТ следует уменьшить, увеличив его входную обмотку на один-два витка.

После настройки антенны на 7 МГц были проверены основные параметры (КСВ, 20 $\theta_{0,7}$,$K_{зд}$) антенн верхних диапазонов с целью выявления возможных изменений. Измерения, проведенные прежними техническими средствами, показали, что ДН на всех трех, а КСВ на диапазонах 21 и 28 МГц остались практически неизменными. Изменению пришлось подвергнуть, цепи согласования на активном элементе антенны на 14 МГц - уменьшить емкость конденсаторов $C_т$ со 130 до 115 пФ и сдвинуть перемычки в Т-согласователе до $l_т$=1160 мм. После перестройки КСВ на частоте 14,15 МГц был 1,05, на краях диапазона - 1,4...1,5.

При подготовке к установке проволочных вибраторов директор и рефлектор антенны 14 МГц были укорочены соответственно до 9330 и 10480 мм. При необходимости эти элементы можно подстроить в сторону понижения частоты. Для этого к ним перпендикулярно их оси Ω-образными хомутами прикрепляют дюралюминиевые планки размерами 300×20×2 мм. Действие планки, размещенной на конце элемента, эквивалентно его удлинению римерно на 0,7 длины планки. При отодвигании планки ее влияние уменьшается.

Направленная антенна на 7 МГц сравнивалась при проведении связей с «INVERTED VEE», размещенной на той же высоте на расстоянии 35 м и имеющей КСВ 1,2. В светлое время суток, когда на диапазоне преобладают ближние станции и радиолучи приходят под большим углом к горизонту, выигрыш первой антенны невелик, в пределах 0...6 дБ. В темное время, по оценкам многочисленных корреспондентов, находившихся на расстоянии более 1500 км (UA1, UA9, JA, W ,VK), выигрыш составлял 1...2 балла, причем наибольший эффект отмечался при связях с корреспондентами, также применявшими направленные антенны. Аналогичные результаты получены и при работе на прием. По-

давление сигналов, приходящих с тыла антенны, в существенной мере зависит от отмеченных выше факторов (времени суток, расстояния, поляризации) и находится в пределах 10...30 дБ.

Температурная стабильность параметров антенны контролировалась в течение длительного времени путем измерения КСВ. При изменении температуры воздуха от - 15°С до +40°С частота, на которой фиксировался минимальный КСВ, равный 1...1,15, изменялась соответственно от 7035 до 7065 кГц.

Криволинейная «АНТЕННА СТЕЛА».

До последнего времени основным элементом направленных антенн являлся линейный диполь, диаграмма направленности которого имеет вид восьмерки. На международной конференции по антеннам и распространению радиоволн в Лондоне в 1979 г., была высказана идея построения криволинейных антенн, и с тех пор их исследованием занимаются многие лаборатории мира. Если диполь длиной $3\lambda/2$ и изогнуть так, как показано на рис. 5.16 (1), то его диаграмма направленности будет соответствовать диаграмме двухэлементной антенны (рис. 5.16 (2). Экспериментальная трехэлементная криволинейная антенна (рис. 5.16 (3)) по сравнению с изотропным излучателем давала выигрыш в усиление на 11,5 дБ или по срабнению с диполем на 9,4 дБ. Отношение излучений "вперед/назад" было 26 дБ. Уровень боковых лепестков не превышал 20 дБ.

5.7. Вибраторные антенны и антенны типа «ВОЛНОВОЙ КАНАЛ».

Широкое применение в диапазоне КВ и УКВ нашли вибраторные антенны и антенны типа «волновой канал» как наиболее удобные в конструктивном исполнении остронаправленные антенны. При одинаковом количестве линейных элементов антенны «волновой канал» имеют более высокий к.н.д. по сравнению с другими типами вибраторных антенн. При тех же условиях они имеют меньшие геометрические размеры и требуют меньше материалов.

Если вблизи одиночного активного вибратора (излучателя) расположить параллельный ему пассивный вибратор, то в зависимости от расстояния пассивного вибратора от излучателя и от отношения их размеров излучение этой системы будет происходить либо в сторону пассивного вибратора, либо в сторону излучателя. В первом случае, пассивный вибратор называют директором, во втором - рефлектором. На рис. 5.17 (1) изображен вибратор с рефлектором, а на рис. 5.17 (3) - вибратор с директором. В качестве излучателя может быть применен и петлевой или двойной петлевой вибратор. Для получения большой направленности используется несколько директоров, расположенных в одной плоскости, как показано, например, на рис. 5.17 (12). При этом размеры как директоров, так и излучателя с рефлектором, а также расстояния между директорами могут быть различны. Иногда расстояние между директорами, а также и их размеры делают одинаковыми. Антенны с излучателем, рефлектором и директорами имеют несколько названий: «директорные», «антенны Удэ-Яги» и «волновой канал». Последнее название более употребительно в нашей стране.

Расчет антенн типа «волновой канал» прост только для малого числа элементов. С ростом числа вибраторов расчет сильно усложняется и сводится к решению систем уравнений со многими переменными, что осуществимо только с помощью ЭВМ. Входное сопротивление этого типа антенн и их к.н.д. зависят от размеров вибраторов и расстояния между ними. Одни и те же свойства антенн можно получить при разном числе элементов и различном их расположении. Трудно дать общие рекомендации по выбору числа элементов и конструкции антенн «волновой канал». Можно лишь привести некоторые количественные данные для такого вибратора, сложившиеся в основном экспериментально. Так, например, длину рефлектора обычно берут на 5% больше излучателя, а первого директора на 5% короче.

При использовании нескольких директоров их длина уменьшается по мере удаления от излучателя. Так, 2 директор может быть короче излучателя на 6 %, 3-й - на 7 % и т.д. Последующие директоры уменьшаются по длине на 1 %. Чем больше к.н.д. антенны типа «волновой канал», тем более узкую полосу рабочих частот она имеет. Уменьшается соответственно и ее входное сопротивление, которое может снизиться до нескольких Ом. Иногда чтобы расширить полосу рабочих частот антенны, отступают от оптимальных размеров для данного количества элементов.

Антенна «волновой канал» с большим количеством элементов требует после ее построения окончательной доводки и настройки. При этом параметры антенн могут значительно изменяться при небольшом изменении размеров элементов и их взаимного расположения. Однако хорошо работает, сохраняя постоянство параметров, доведенная и настроенная антенна.

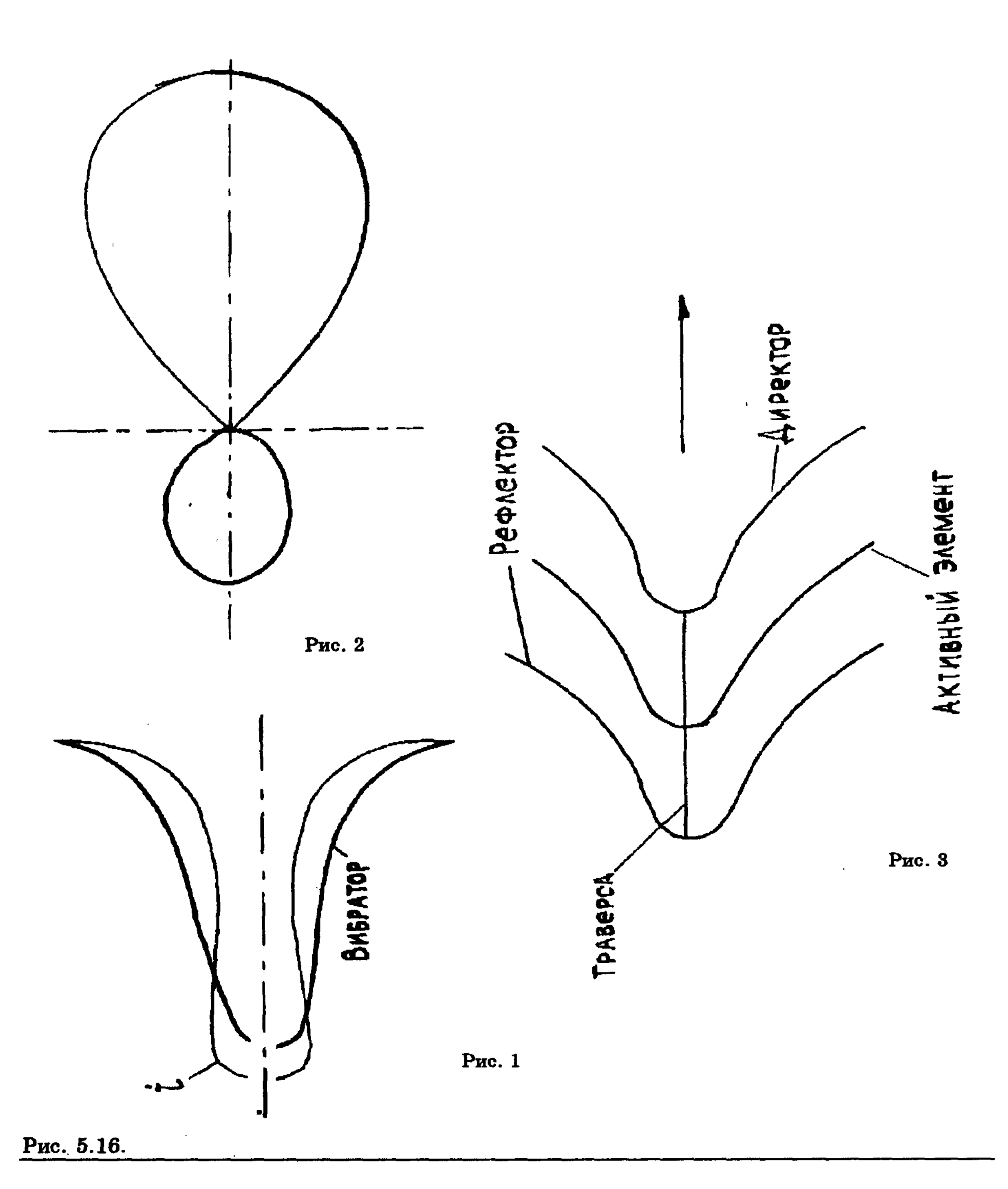


Рис. 5.16.

Можно указать на ряд особенностей антенны, которые следует иметь ввиду при конструировании и настройке:

1) длина пассивных элементов определяет главным образом реактивную составляющую входного сопротивления;

2) уменьшение расстояния между излучателем и пассивными элементами приводит к уменьшению входного сопротивления антенны. Более сильно выражено это влияние у первого директора (ближайшего к излучателю);

3) при добавлении количества директоров концентрация энергии в прямом направлении (к.н.д.) возрастает;

4) иногда делают два или три рефлектора, расположенные на одинаковом расстоянии от излучателя (эта мера позволяет несколько снизить излучение в обратном направлении, однако почти не меняет к.н.д);

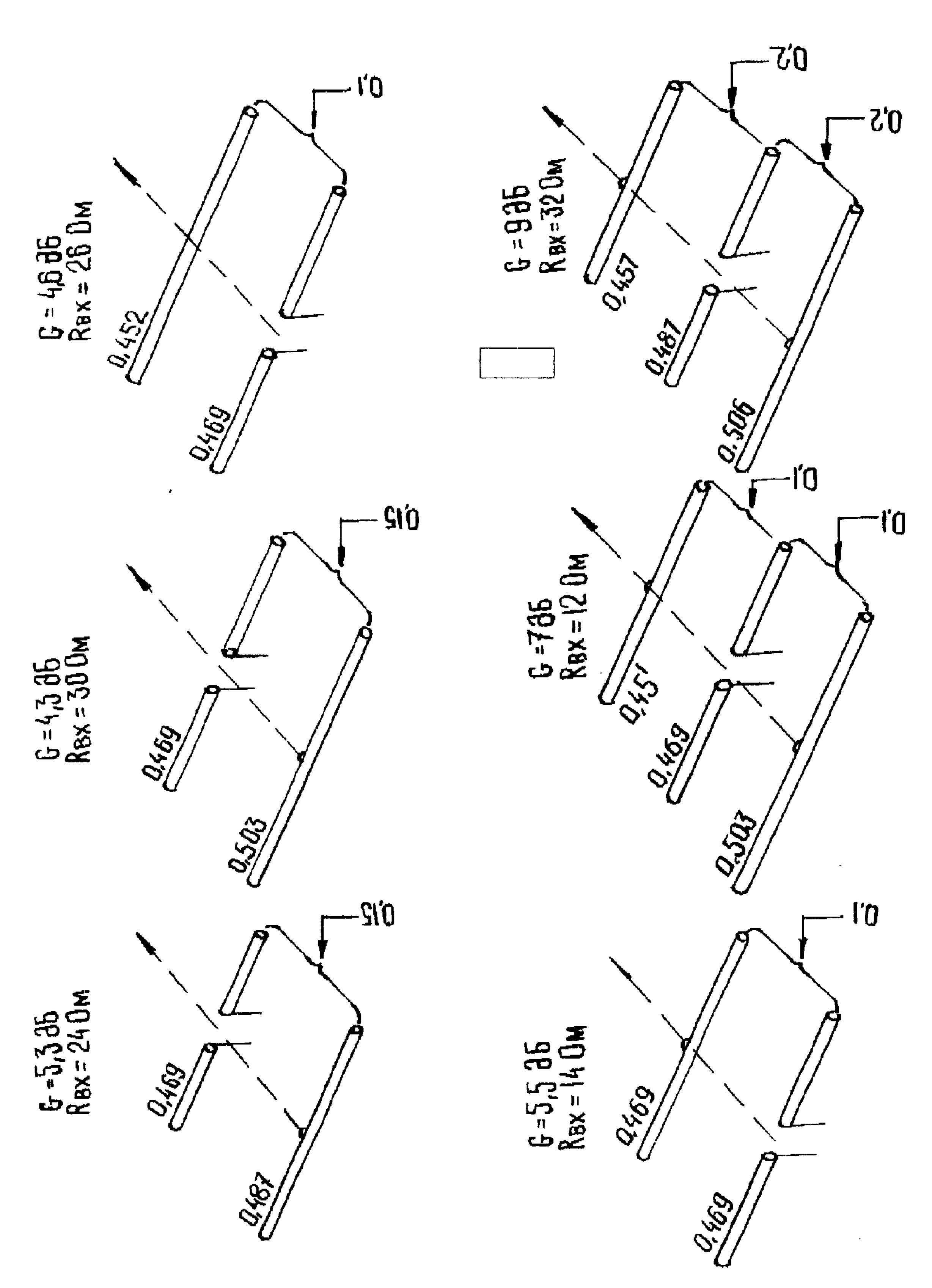


Рис. 5.17. Вибраторные антенны

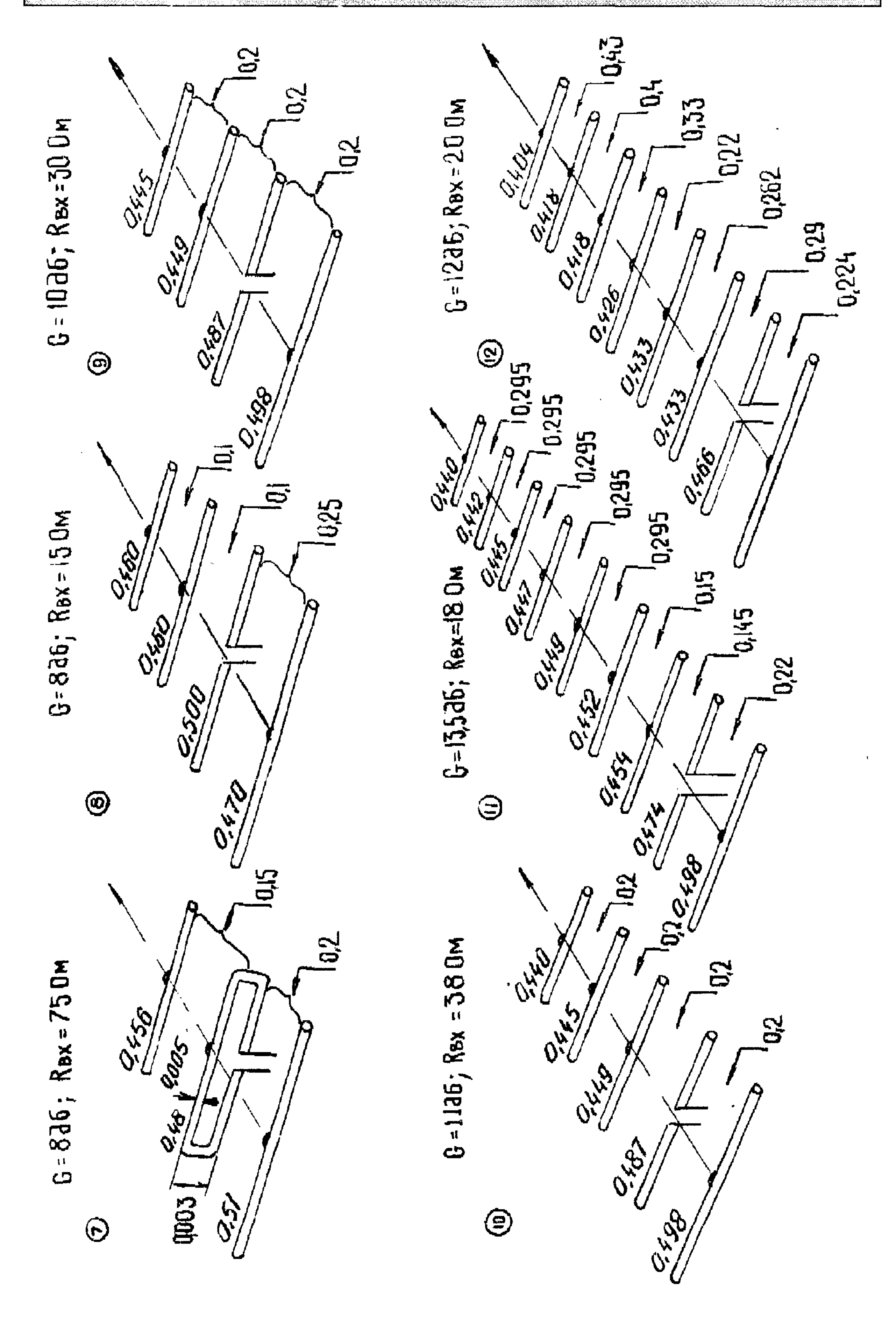


Рис. 5.17. Вибраторные антенны (продолжение)

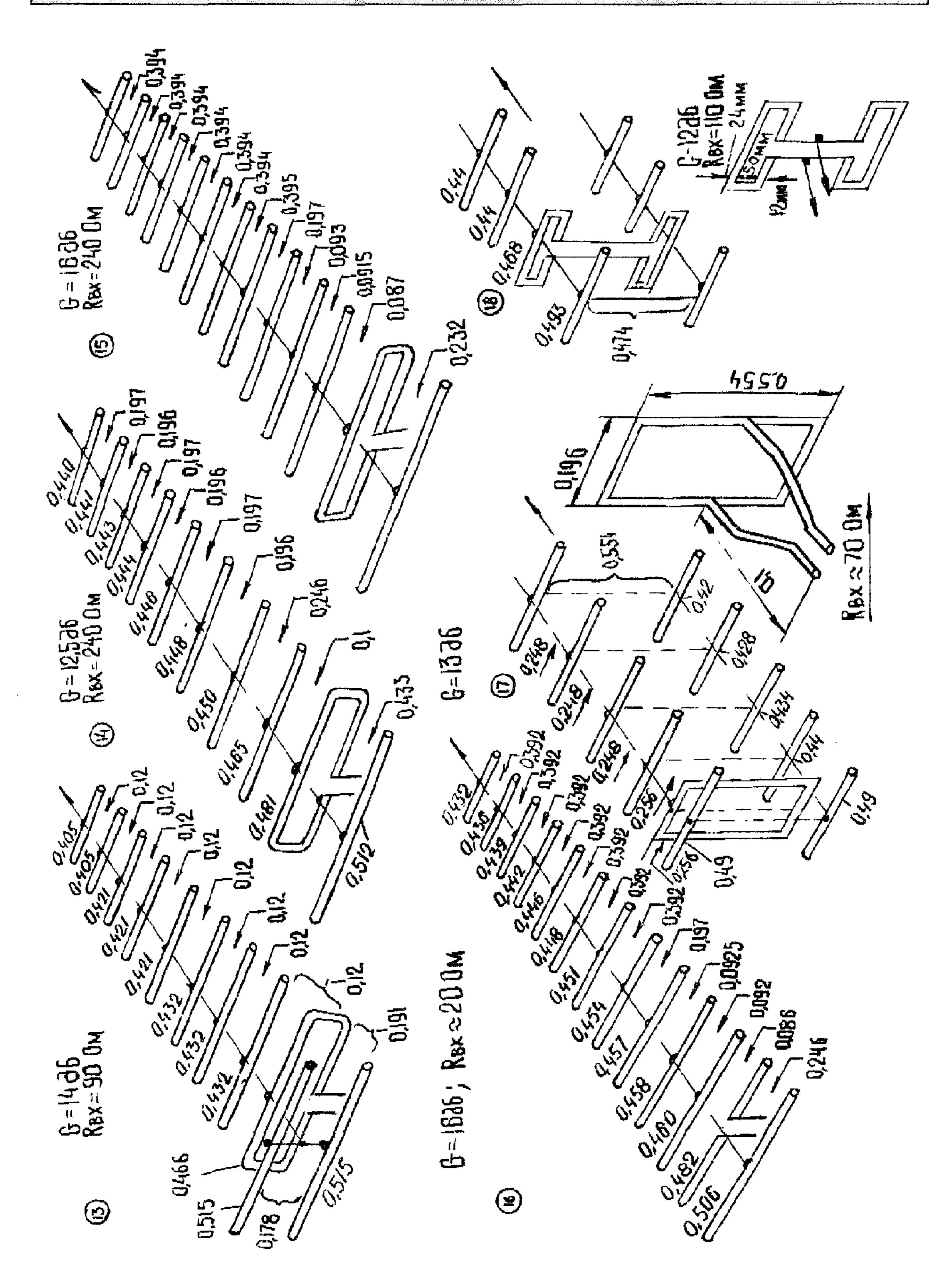


Рис. 5.17. Вибраторные антенны (продолжение)

5) у антенны «волновой канал» с большим количеством директоров к.н.д. определяется главным образом общей длиной антенны, а не количеством директоров (это справедливо, однако при расстоянии между директорами не более 0,4λ);

6) если расстояние между директорами становится более 0,4λ, то к.н.д. резко уменьшается; уменьшение к.н.д. можно скомпенсировать приближением первого директора (так называемого «стартового элемента») к излучателю на расстояние 0,1λ, что ослабляет связь излучателя с остальными директорами. В этом случае расстояние между остальными директорами делают 0,33λ;

7) оптимальное расстояние между директорами составляет 0,25λ. В этом случае антенна очень критична к размеру рефлектора. Поэтому до подключения директоров следует настроить антенну на максимальное ее излучение в главном направлении;

8) при настройке антенны следует учитывать, что настройка на максимум в главном направлении значительно критичнее, чем в направлении «назад», но обе эти настройки не совпадают, и обычно выбирают компромиссное решение.

При конструировании антенн «волновой канал», следует иметь ввиду, что средние части рефлекторов, директоров и средняя точка пассивного стержня петлевого вибратора могут быть заземлены и присоединены к общей металлической штанге, входящей в несущую конструкцию (на рис. 5.17 эти места обозначены точкой. Толщина штанги и толщина вибраторов обычно соизмеримы).

На рис. 5.17 изображены применяемые в радиолюбительской практике вибраторные антенны и антенны типа «волновой канал» различных типов. Размеры элементов антенн и расстояние между ними показаны в долях длины волны. Так, например, если у стержней излучателя и рефлектора стоят соответственно цифры 0,469 и 0,487, рис. 5.17 (1), то это означает, что их длины соответственно составляют указанную долю от средней длины волны рабочего диапазона. Цифры со стрелками указывают расстояние между элементами также в долях средней длины волны. Например, на рис. 5.17 (1) показано, что расстояние между излучателем и рефлектором равно 0,15λ длина излучателя 0,469λ и длина рефлектора 0,487λ.

Использование в антеннах «волновой канал» простого полуволнового вибратора в качестве излучателя дает очень малые входные сопротивления антенн. Низкоомные антенны трудно согласовать с фидерными линиями. Поэтому антенны 1-6, 8-12, и 16 можно использовать с петлевыми вибраторами, чтобы получить необходимое отношение, удобное для согласования с фидером.

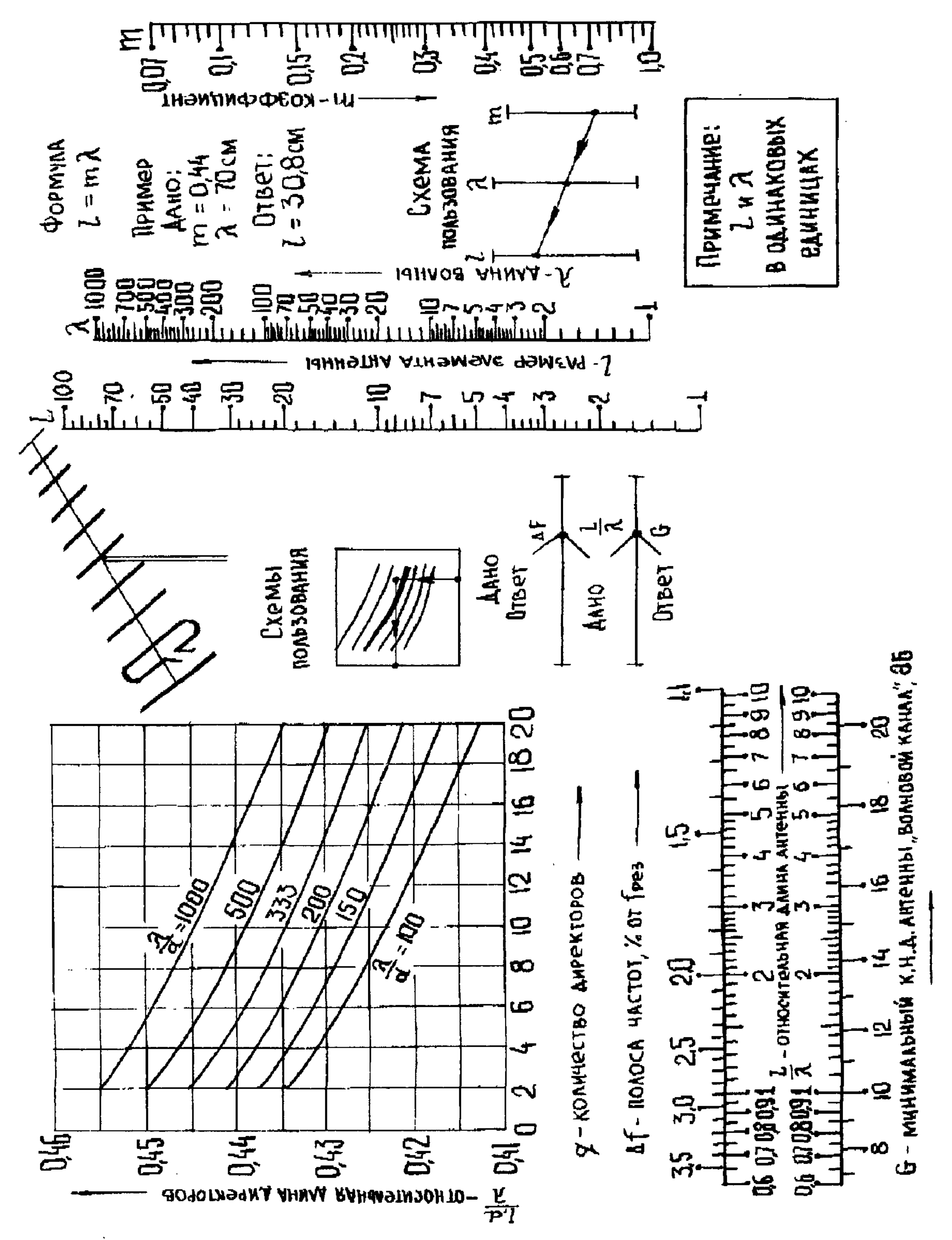
В качестве примера можно рассмотреть антенны 7, 13-15, 18 (рис. 5.17). Размеры петлевого вибратора антенны 7 указаны на рисунке. В антенне 13 использован петлевой вибратор с одинаковым диаметром трубок и расстоянием между ними 0,01λ. Антенна 14 снабжена петлевым вибратором прямоугольной формы с разными размерами проводников. Верхний проводник (пассивный) имеет диаметр d_2=8 мм, нижний (активный) - d_2=2мм, расстояние между осями проводников h=55 мм. Применение петлевого вибратора позволяет питать антенну непосредственно от симметричного двухпроводного фидера с волновым сопротивлением z_0=240 Ом. В антенне 15 также использован петлевой вибратор. Его проводники имеют диаметры: верхний (пассивный) d_2=12 мм, нижний (активный) d_1= 3 мм. Расстояние между проводниками h=25 мм. Антенна непосредственно питается симметричным двухпроводным фидером с волновым сопротивлением z_0=240 Ом.

Следует остановиться на антенне 17 (рис. 5.17). Эта двухэтажная антенна «волновой канал» с одинаковым расстоянием между директорами имеет расстояние между этажами 0,554λ. Питается она от рамочного излучателя, изображенного в правом нижнем углу. К рамочному излучателю в точках, лежащих на середине боковых стержней, присоединяют симметричный фидер. Линию с волновым сопротивлением z_0=70 Ом подсоединяют через согласующий плавный переход длиной 0,1λ.

Двухэтажная антенна отличается тем, что в результате использования двух вибраторов входное сопротивление $R_{вх}$=110 Ом. Петлевые вибраторы имеют диаметры пассивных проводников d_2=24 мм, диаметры активных проводников d_1=12 мм при осевом расстоянии h=50 мм. Симметричная двухпроводная воздушная линия, соединяющая вибраторы, имеет диаметр проводов d=6 мм и расстояние между осями h=21 мм. В середине линии подключают симметричный фидер с соответствующим волновым сопротивлением (z_0 =110 Ом).

При конструировании антенн «волновой канала» с одинаковым расстоянием между директорами для ориентировочных расчетов можно использовать график, помещенный в левой части номограммы 5.1. График позволяет выбирать длину диаметров в зависимости от их количества q и отношения длины волны к диаметру директоров l_d / λ. На этой же

номограмме слева имеются горизонтальные шкалы для определения к.н.д. антенны и полосы рабочих частот в зависимости от относительной длины антенны L/λ. Правая часть номограммы № 5.1, предназначенная для вычисления длины вибраторов l в зависимости от длины волны λ и коэффициента m, может быть использована для нахождения геометрических размеров вибраторов антенн «волновой канал». По известной средней волне рабочего диапазона λ и в соответствии с указаниями на рис. 5.17 значениями относительных длин вибраторов (m) находят их геометрическую длину l. Эту же номограмму можно применять для вычисления одиночных излучателей (как полуволновых, так и одноволновых) по известному коэффициенту укорочения k (номограмма № 5.1).



Номограмма 5.1.

Пример 1. Рассчитать антенну «волновой канал», изображенную на рис. 5.17 (16), предназначенную для работы на средней частоте 145 МГц (длина волны λ=206 см). Соответственно указанными на рисунке относительным размерам вычисляют геометрические размеры вибраторов (можно пользоваться правой часть номограммы № 5.1): рефлектор - 1044 мм, излучатель - 995 мм, 1-й директор - 950 мм, 2-й -946, 3-й - 943 мм, 4-й - 936 мм, 5-й - 930 мм, 6-й - 924 мм, 7-й - 918 мм, 8-й -911 мм, 9-й - 905 мм, 10-й - 898мм, 11-й - 892. Расстояние между вибраторами: излучатель - рефлектор 508 мм, излучатель - 1-й директор - 178 мм, 1 директор - 2-й директор 190 мм, 2 директор - 3 директор - 191 мм, 3-й-4 - й директоры - 406мм, 4-й-5-й директоры - 807 мм. Расстояние между последующими директорами одинаковы и также равны 807 мм.

Сумма всех междувибраторных расстояний составляет L/λ=3,2мм. По шкале на номограмме № 5.1 (нижняя слева) находят к.н.д. антенны G ≈16 дБ. Вторая снизу шкала (слева на той же номограмме) дает значение относительной полосы частот (в процентах от резонансной) Δf≈1,65%. Таким образом, антенна может работать на частотах от 142 до 148 МГц. Для диаметров вибраторов антенны d =20 мм (λ/d =100). При одинаковой длине директоров расстояние между ними коло 0,33λ (700 мм) их размеры должны соответствовать графику номограммы № 5.1: l=0,42λ (т.е. по 870 мм).

5.8. Многоэлементные антенны «волновой канал».

В последние годы при экспериментировании с различными конструкциями антенн «волновой канал» было установлено, что антенны, имеющие большую протяженность несущей траверсы, могут давать очень большие коэффициенты усиления. Так, например, тринадцатиэлементная антенна «волновой канал» для частоты 145 МГц при распределении ее элемéнтов по длине 7 м несущей траверсы (приблизительно 3,5λ) имеет коэффициент усиления несколько больше 16 дБ. Такое большое усиление может быть получено также при использовании многовибраторных антенн или антенн «волновой канал», расположенных в несколько этажей, но при этом их конструкция и схема питания значительно сложнее. Поэтому для получения большого усиления (почти в 40 раз мощности) в последнее время радиолюбители все чаще используют антенны «волновой канал» с большим числом элементов.

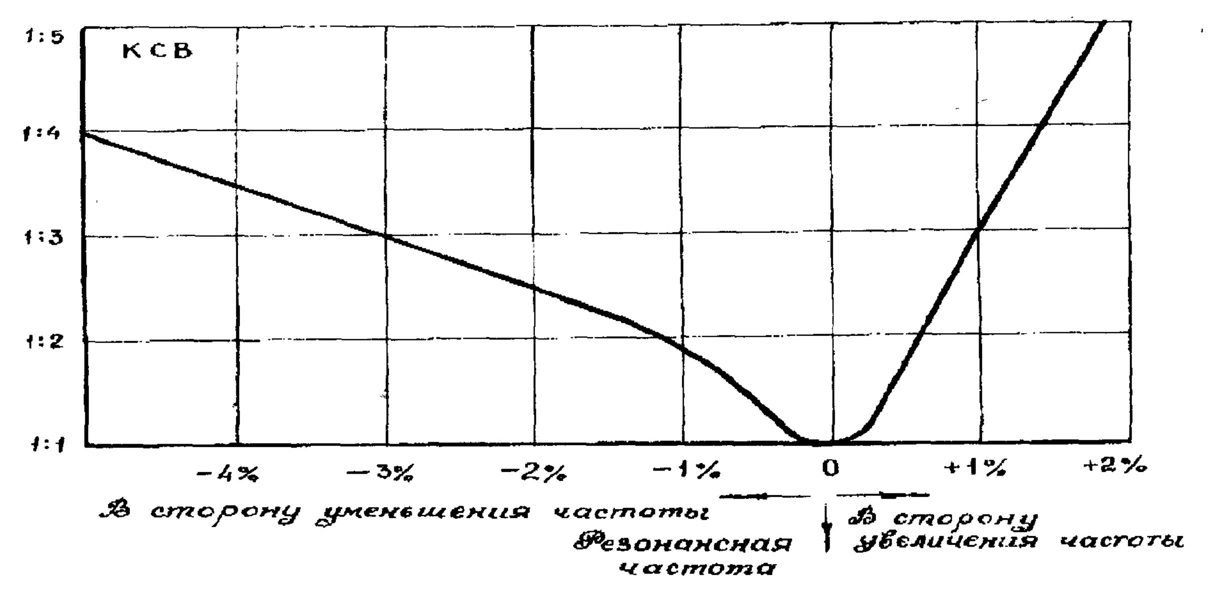


Рис. 5.18. Полоса пропускания антенны «волновой канал», имеющей несущей траверсы, равную 4λ, выраженная в виде зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) от изменения частоты возбуждения.

Большой коэффициент усиления антенны «волновой канал» с большим число элементов достигается за счет незначительного уменьшения полосы пропускания антенны, это одновременно означает, что размеры антенны очень критичны.

Для лучшего понимания свойств антенны «волновой канал» с большим числом элементов ее параметры подробно описываются ниже.

Полоса пропускания. Если антенна «волновой канал» с большим числом элементов н строена на частоту 145 МГц и КСВ в линии передачи равен единице, то при возбуждении антенны на частоте 144 МГц КСВ в линии передачи будет равен 1,7. Если же антенна будет возбуждаться на частоте 146 МГц, то КСВ будет равен 2,5. Сказанное означает, что свойства антенны при частотах выше резонансной ухудшаются быстрее, чем при частотах ниже резонансной. Этот факт разъясняется графиком, приведенным на рис. 5.18.

Таким образом, резонансная частота антенны находится не как обычно посередине рабочего диапазона частот, а ближе к высокочастотному концу диапазона. Для антенны «волновой канал» с большим числом элементов, предназначенной для работы в диапазоне 144-146 МГц, при допускаемых величинах КСВ резонансную частоту надо выбирать равной (учитывая график на рис. 5.18) 145,5 МГц. Естественно, что в этом случае каждый раз следует обдумать, не лучше ли настроить антенну на рабочую частоту передатчика при соответствующем ухудшении КСВ при приеме в высокочастотном конце диапазона. Из графика рис. 5.19 можно найти полосу пропускания антенны в процентах от резонансной частоты в зависимости от длины несущей траверсы антенны.

В антеннах «волновой канал» с большим числом элементов элементы обычно изготовляются из проводников, имеющих минимальный, с точки зрения прочности конструкции, диаметр. Чем больше диаметр элементов антенны, тем меньше получаемое усиление. Тонкий проводник вследствие небольшой поверхности обладает небольшой емкостью, но одновременно имеет большую индуктивность и, следовательно, имеет большое отношение L/C. Поэтому такой элемент сравним с узкополосным резонансным колебательным контуром. Элемент, имеющий больший диаметр проводника соответственно имеет меньшее отношение L/C и, следовательно, обладает менее ярко выраженными резонансными свойствами, что в данном случае эквивалентно уменьшению усиления антенны. Для уменьшения потерь за счет поверхностного эффекта поверхность тонких проводников должна обладать хорошей проводимостью. Если диаметр элемента равен 3 мм (наиболее подходящий диаметр для диапазона 2 м), то элемент может быть выполнен из медных или алюминиевых трубок, если же используется меньший диаметр проводников, то их поверхность должна быть посеребрена (например, если используются велосипедные спицы в качестве элементов антенны). Для уменьшения потерь желательно, чтобы толщина серебряного покрытия была по возможности больше. При покрытии элементов серебром отпадает необходимость в дополнительной защите поверхности элементов от воздействия погоды, в то время как поверхности алюминиевых и медных элементов следует покрывать защитным лаком. Для этой цели используется лак с хорошими изоляционными свойствами и небольшой диэлектрической постоянной.

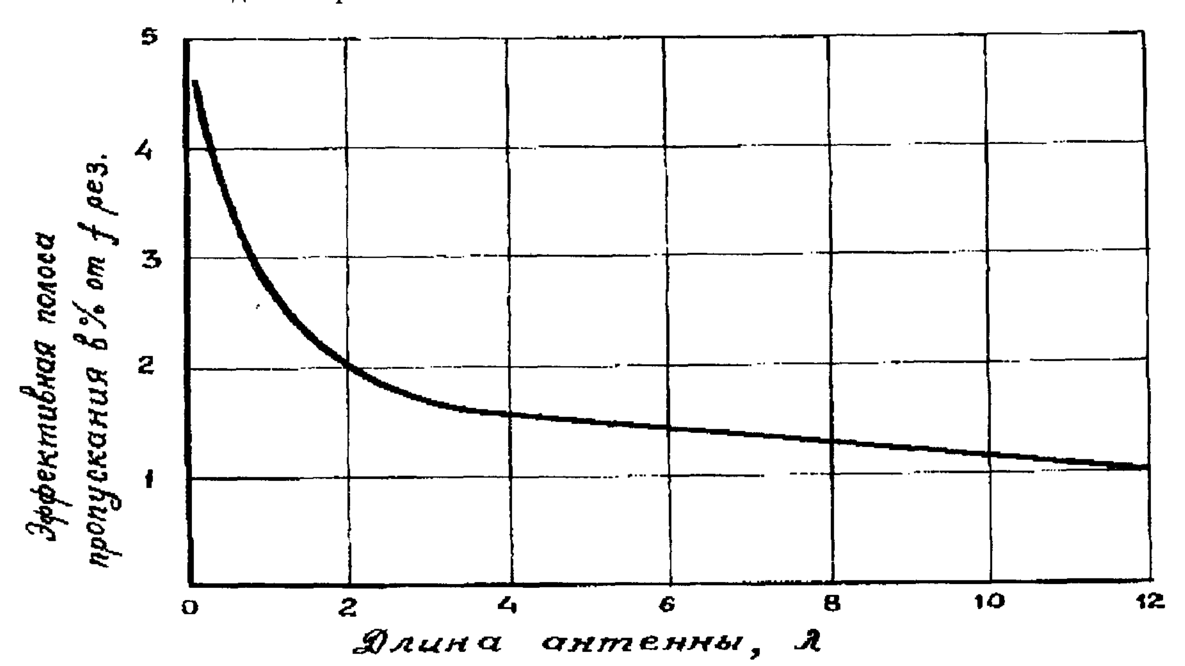


Рис. 5.19. Эффективная полоса пропускания антенны «волновой канал» с большой длиной несущей траверсы, выраженная в процентах от резонансной частоты, в зависимости от длины несущей траверсы в λ.

Коэффициент усиления антенны «волновой канал» в первую очередь зависит от длины несущей траверсы. Как уже упоминалось, это большое усиление достигается за счет значительно сужения полосы пропускания антенны. Число элементов и их взаимные расстояния также влияют на коэффициент усиления, но имеют второстепенное значение. По кривой рис. 5.20 можно определить коэффициент усиления антенны в децибелах в зависимости от длины несущей траверсы антенны.

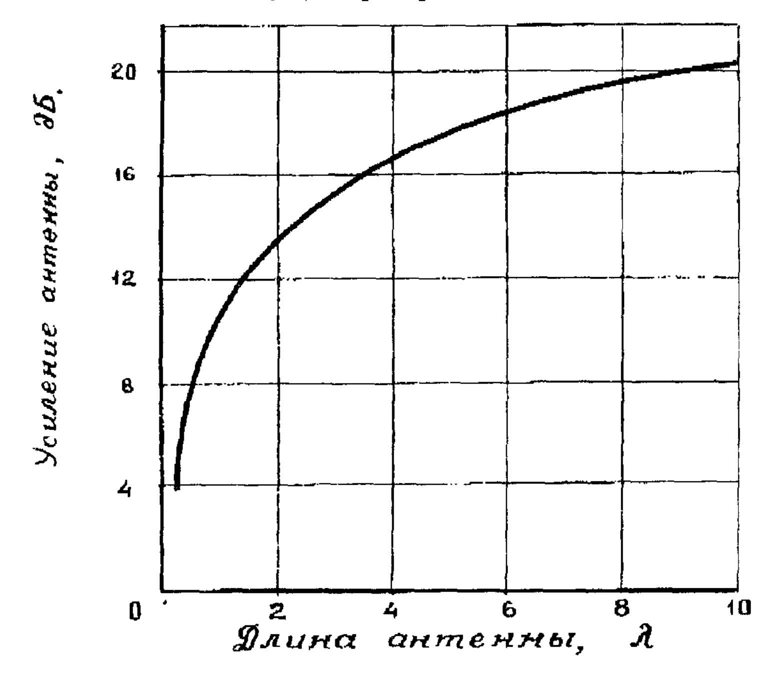


Рис. 5.20. Усиление антенны «волновой канал» в зависимости от ее длины в λ.

Взаимные расстояния между пассивными элементами и их линейные размеры. Наилучшие результаты достигаются, когда первый директор располагается относительно близко к вибратору. Для всех следующих директоров, вплоть до пятого, расстояние составляет 0,39λ. Ниже приведены оптимальные расстояния между первыми пятью директорами (λ) вибратор - 1 директор - 0,08, 1-й директор - 2-й - 0,09; 2-й - 3-й - 0,09; 3-й - 4-й - 0,20; 4-й - 5-й - 0,39. Расстояние между всеми следующими директорами равно 0,39λ.

Расстояние между рефлекторами и вибратором некритично и обычно выбирается равным 0,15-0,25λ. Оно в незначительной степени влияет на входное сопротивление антенны и на длину самого рефлектора.

Длина рефлектора выбирается обычно несколько больше половины длины волны, а затем осторожно уменьшая его длину, добиваются максимального подавления обратного излучения. Обратное ослабление на резонансной частоте достигает 30-40 дБ. Практика показала, что для получения максимального коэффициента усиления антенны следует выбирать одинаковые длины директоров при приведенных выше расстояниях между ними. Если длины директоров постепенно уменьшаются (что характерно для обычных антенн «волновой канал»), то в этом случае коэффициент усиления несколько уменьшается, но одновременно увеличиваются обратное ослабление и полоса пропускания антенной системы. Уменьшение длин последующих директоров на 3% от длин волны дает относительно большую полосу пропускания антенны при уменьшении коэффициента усиления. Можно пойти на компромисс и укорачивать длины директоров на 1,5% длины волны. Если же предполагать, что все директоры имеют одинаковую длину, то длина директоров в зависимости от отношения λ/d и числа директоров может быть определена из кривых рис. 5.21. Указанные размеры справедливы только в том случае, когда директоры изолированы от несущей траверсы. Если директоры механически связаны с несущей траверсой, их следует удлинить приблизительно на 2/3 диаметра траверсы.

Длина вибратора выбирается такой же, как и у вибратора обычной антенны «волновой канал», однако линейные размеры его в данном случае критичны к изменениям вследствие узкополосности антенной системы. Поэтому при расчете длины вибратора рекомендуется учитывать влияние отношения λ/d и кроме того, в случае цельнометаллической конструкции удлинять размеры вибратора на 2/3 диаметра несущей траверсы.

Входное сопротивление антенны «волновой канал» с прямолинейным вибратором и большим числом пассивных элементов обычно лежит между 5 и 20 Ом. Эта величина зависит в основном от расстояний между вибратором и первыми директорами и вибратором и рефлектором. Чем дальше располагаются директоры от излучающего элемента, тем меньше их влияние на входное сопротивление антенны. Начиная с шестого директора,

можно подключать большое число дополнительных директоров без дальнейшего уменьшения входного сопротивления антенной системы. Для облегчения согласования антенны с линией передачи часто излучатель изготовляют в виде шлейфового вибратора, имеющего различные диаметры верхнего и нижнего проводника. К сожалению, с помощью шлейфового вибратора нельзя осуществлять дополнительное согласование антенны с линией, и поэтому для получения точного согласования часто приходится использовать дополнительно подключаемый согласующий четвертьволновый шлейф.

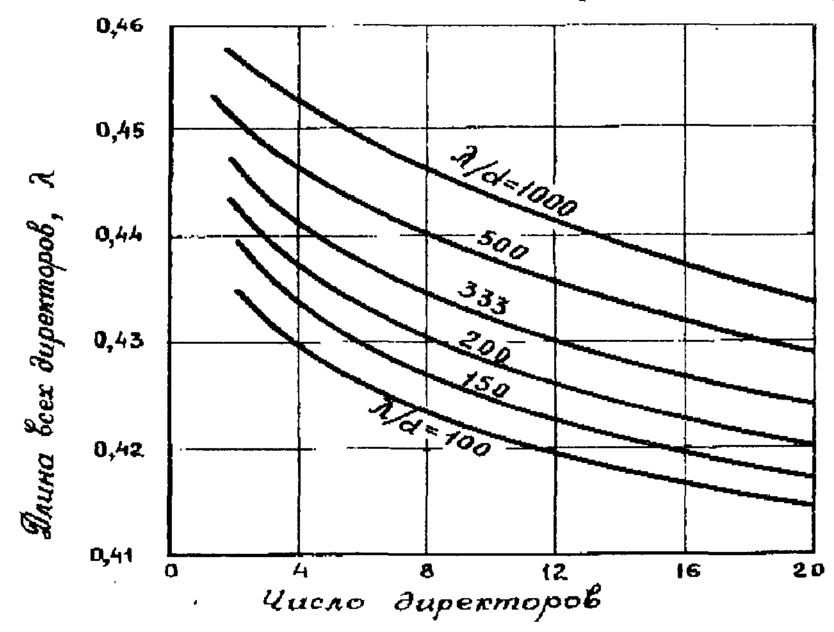


Рис. 5.21. Длина директора в зависимости от соотношения λ/d и общего числа директров. Предполагается, что все директоры, изолированные от несущей траверсы, имеют одинаковые размеры.

Боле рационально использовать прямолинейный вибратор с Т-образной согласующей схемой для согласования с линией передачи. Если антенна питается при помощи несимметричного коаксиального кабеля, применяется γ-образная согласующая схема. В обоих случаях можно получить небольшое значение КСВ в линии, изменяя положение точек подсоединения согласующего устройства к вибратору.

Описываемую антенну рекомендуется изготовлять цельнометаллической. В качестве несущей траверсы антенны можно использовать дюралевую трубку диаметром от 20 до 40 мм или тонкостенную стальную трубку, покрытую антикоррозионным составом. Элементы антенны, изготовленные из твердой меди, следует припаять к несущей траверсе. Ниже приводится несколько практических примеров конструкции антенны «волновой канал» с большим числом элементов.

АНТЕННА «ДОРОГИ АМЕРИКИ» - (Для 20, 15 и 10 метров)

Трехдиапазонный вариант волнового канала Роберта Маерса. Особенностью конструкции является использование общего вибратора с резонансными контурами для диапазонов 15 и 20 м с оптимальным расположением пассивных элементов. Антенна имеет два основных преимущества. Первое - наличие резонансных трапов в активном вибраторе ведет к уменьшению общего числа «трапов», второе - используются отдельные пассивные элементы на каждый диапазон. Тем самым достигается полноразмерное расстояние между ними на всех диапазонах.

Размеры антенны гамма-согласования и резонансных трапов показаны на рис. 5.22-5.24. Конденсатор выполнен из отрезков коаксиального кабеля путем использования погонной емкости и длины кабеля для каждого диапазона. Длины отрезков коаксиальных кабелей показаны на рис. 5.23. Волновое сопротивление кабеля 50 Ом.

Настраивают антенну с помощью гамма-согласования по минимальному КСВ на каждый диапазон. Усиление антенны как у обычного трехэлементного волнового канала. Отношение излучения вперед-назад 20 дБ.

АНТЕННА «НА АБОРДАЖ»

Снижение уровня солнечной активности (а мы сейчас находимся где-то вблизи ее минимума) и связанное с этим заметное ухудшение прохождения на высокочастотных КВ диапазонах вызвали естественный рост интереса коротковолновиков к любительским диапазонам 40, 80, 160 м. Однако большие линейные размеры антенн ограничивают возможности радиолюбителей по эффективному использованию этих диапазонов. Один из

путей решения проблемы установки на ограниченной площади антенны для низкочастотных КВ диапазонов хорошо известен - это использование укороченных излучателей, например, диполей длиной меньше чем 0,5. О них и пойдет речь. Практика показала, что коэффициент полезного действия такого диполя остается вполне на приемлемом уровне, если полная физическая длина излучателя будет не менее 0,2λ. Следует сразу сказать об одном принципиальном недостатке укороченных антенн: рабочая полоса частот у них меньше, чем у полноразмерных. Но с этим недостатком приходится мириться.

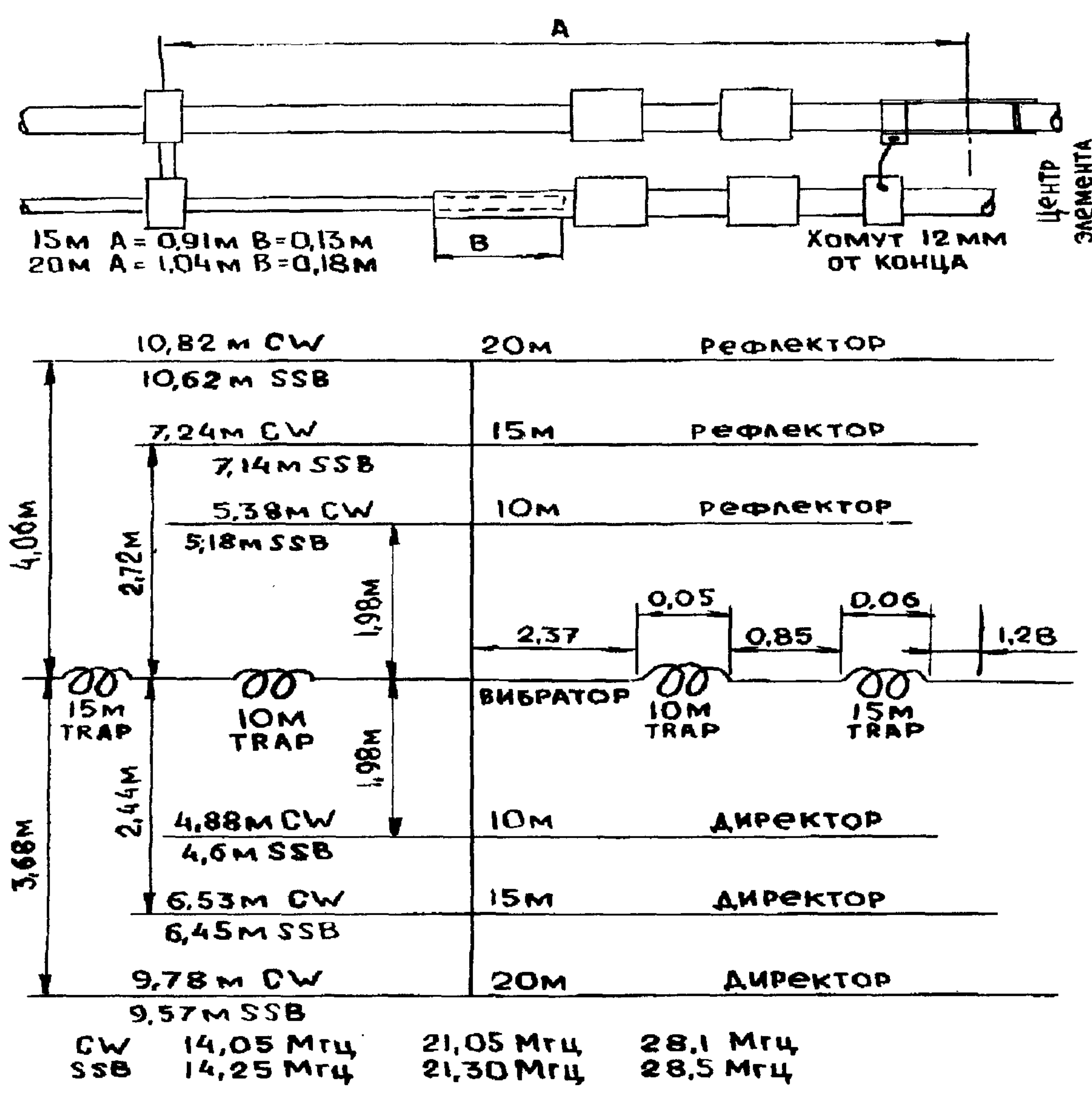
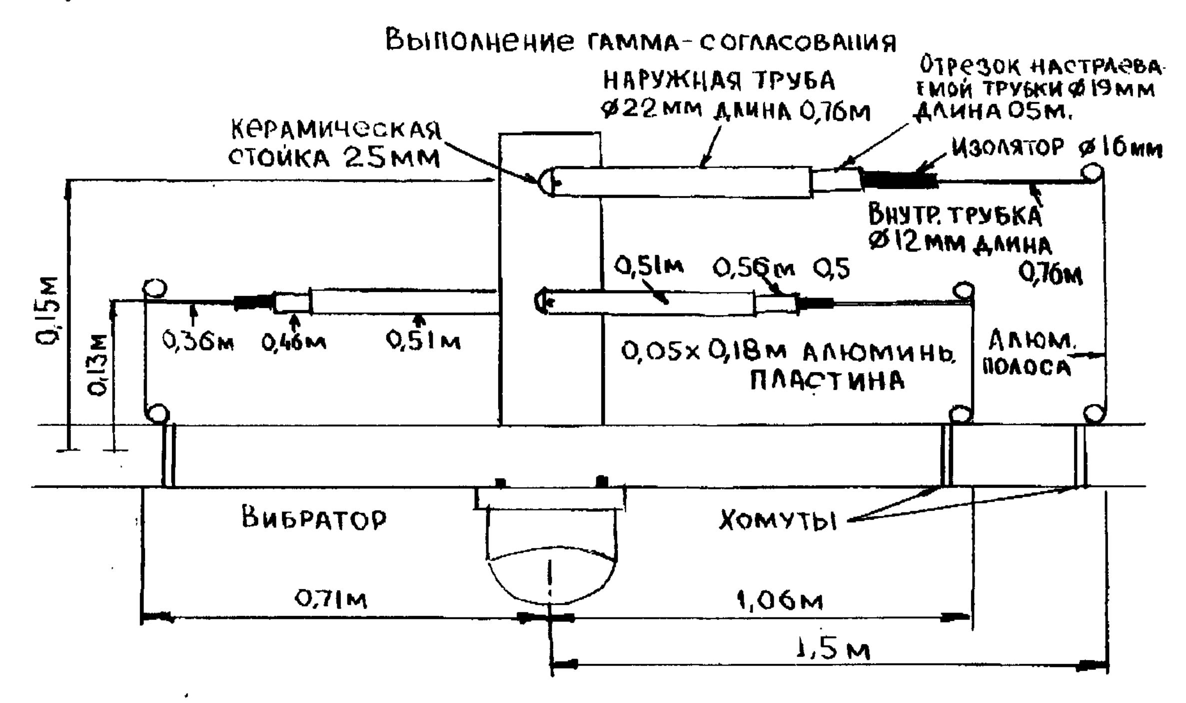


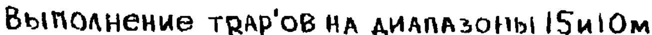
Рис. 5.22. Размеры антенны

Как известно, если уменьшать длину диполя от значения 0,5λ то, во-первых, появляется емкостная составляющая полного входного сопротивления, антенны, во-вторых, заметно (примерно пропорционально квадрату укорочения антенны) падает его активная составляющая. Емкостную составляющую в принципе легко скомпенсировать (по крайней мере на одной частоте), включив между точками присоединения фидера XX′ катушку L (рис. 5.24,а). Ее индуктивность должна быть такой, чтобы резонансная частота колебательного контура, образованная этой катушкой и емкостной составляющей входного сопротивления антенны, была равна средней частоте любительского диапазона или какого-либо его участка (например, телеграфного).

На практике, однако, чаще всего используют иной способ компенсации емкостной составляющей: устанавливают по катушке в каждое из плеч диполя симметрично относительно точки питания антенны (рис. 5.24,б). Этот способ уступает первому в конструктивном отношении: нужны две катушки с одинаковой индуктивностью. Но он имеет и неоспоримое преимущество. Во-первых, возрастает КПД антенны, причем тем больше, чем ближе к концам диполя находятся места установки катушек. Во-вторых, активная

составляющая полного входного сопротивления в этом случае уменьшается медленнее (примерно пропорционально коэффициенту укорочения). В-третьих, добавлением всего двух конденсаторов постоянной емкости такую антенну можно превратить в двухдиапазонную.





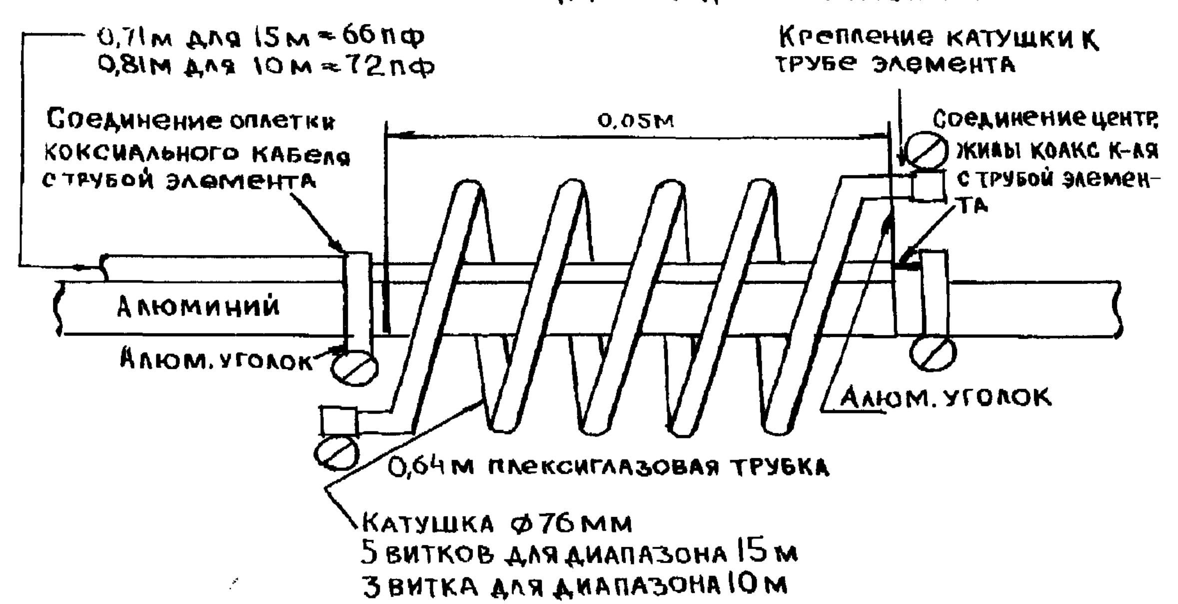


Рис. 5.23. Размеры гамма-согласования (верхний рисунок).
Рис. 5.24. Резонансные контура (трапы) (нижний рисунок).

Рассмотрим сначала однодиапазонный укороченный диполь (рис. 5.24,б). Индуктивность катушек $L0$ и $L0'$ (в мкГн) при произзольном месте их включения в полотно антенны (но симметричном относительно точки ее питания) рассчитывают по формулам:

$$L0=\frac{1490}{Fl^2}\left(\frac{UV}{W}-\frac{XY}{Z}\right),$$

$$U=\ln\left[\frac{2000(71{,}3/F1\text{-}B)}{D}-1\right], \qquad (5.6)$$

$$V=\left(1\text{-}\frac{BF1}{71{,}3}\right)^2-1.$$

где $F1$ - резонансная частота антенны, МГц; A - длина половины излучателя, м; B - расстояние от точки питания антенны до места включения в ее полотно катушки, м; D - диаметр провода, из которого изготовлено полотно антенны, мм. Эти соотношения отличаются от исходных тем, что приведенные к метрической системе измерений.

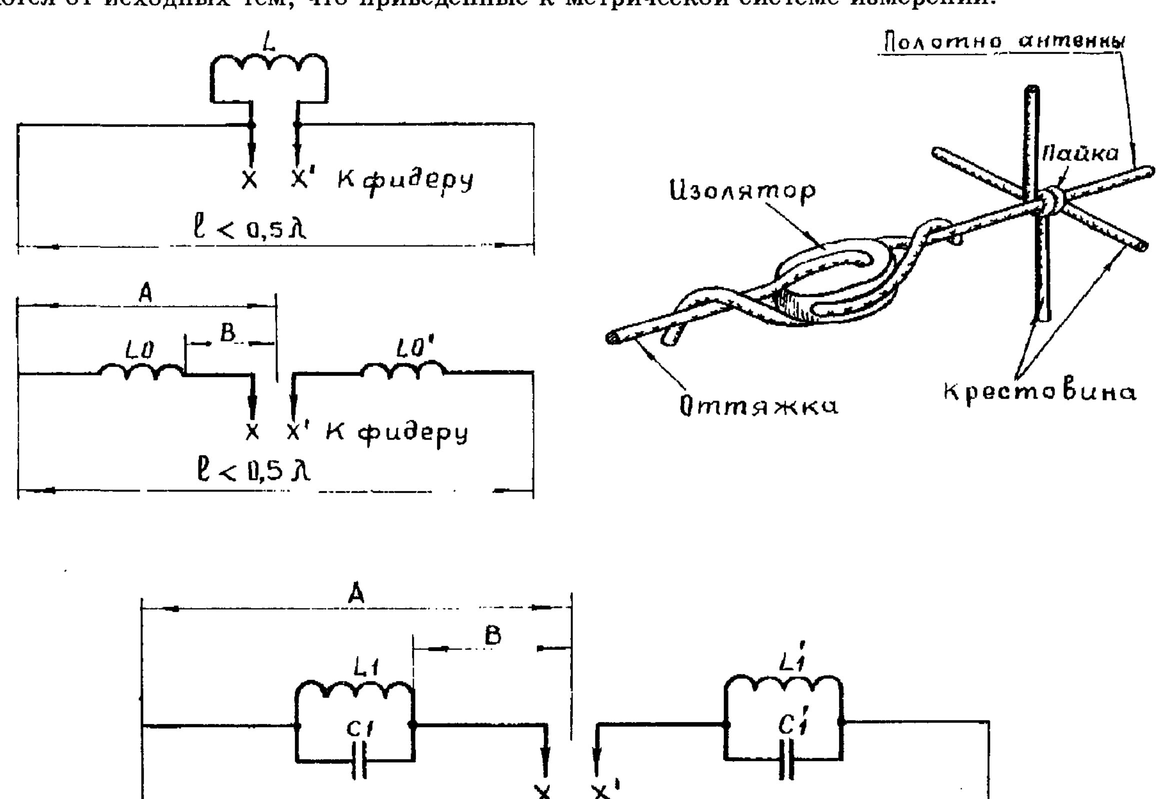


Рис. 5-25.

Таблица 5.5

Вариант антенны	R вх	КСВ рез	ΔF отн.
Полноразмерный диполь	43	1.2	3,6
Укороченный диполь без емкостной нагрузки (L0 = 40 мкГн).	26	1,9	1,7
Укороченный диполь с емкостной нагрузкой (L0 = 30 мкГн).	25	2,	2,

При расчете антенны размер A целесообразно выбирать максимально возможным, исходя из имеющегося у радиолюбителя места для ее установки. Что касается размеров B, то, как уже отмечалось, при перемещении катушек ближе к концам диполя увеличивается КПД антенны. Однако брать отношение B/A больше 0,6...0,7 не следует. Дело в том, что с ростом этого параметра как нетрудно убедиться из приведенных выше соотношений, начинает очень быстро возрастать и индуктивность катушек, необходимая для компенсации емкостной составляющей полного входного сопротивления антенны. Поскольку эти катушки используются в передающей антенн, где действуют значительные токи и напряжения, и кроме того, они подвергаются воздействию атмосферных осадков, практическая верхняя граница их индуктивности лежит где-то в интервале 50...100 мкГн. Более того, при значении параметра B/A больше 0,7 рост КПД замедляется и получаемый при этом выигрыш уже не оправдывает значительные технические сложности, связанные с изготовлением катушек большой индуктивности.

На практике из-за влияния расположенных вблизи антенны металлических предметов избежать этого в городских условиях, увы, нельзя и из-за относительной ее близости к крыше или к земле индуктивности катушек, соответствующие резонансной частоте антенны, будут несколько меньше, чем дает расчет по приведенным формулам. Вот почему

расчет индуктивности целесообразно производить для частоты, превышающей требуемую примерно на 5...10%. Если же используется вариант установки укороченного диполя на одной мачте («INVERTEDV»), то исходную расчетную частоту следует еще увеличить, чтобы учесть понижение резонансной частоты антенны из-за неизбежной в этом случае близости к земле (крыше) концов диполя. Настройку антенны проще всего производить изменением дополнительных емкостных нагрузок, которые устанавливают на концах диполя. Представляют они собой крестовины из проволоки рис. 5.24, в), электрически соединены с основным полотном антенны. Такой способ настройки антенны, как оказалось, помимо чисто практических удобств (изменять длину проводников легче, чем отматывать или тем более доматывать катушку), имеет и еще одно достоинство. Дополнительная емкостная нагрузка несколько расширяет полосу пропускания антенны.

Представляют интерес приведенные в этой же работе экспериментальные данные по сравнению полноразмерного диполя на диапазон 80 м и двух вариантов укороченного диполя (с дополнительной емкостной нагрузкой и без нее). Высота подвеса для всех трех антенн была одинаковой - 15 м, а питание подавалось коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Для укороченных диполей размер А был выбран 10,1 м (т.е. коэффициент укорочения равен 2), а размер В - 4,9 м. Полотно антенн во всех трех случаях изготавливалось из провода диаметром 2,2 мм. Длина элементов крестовины антенны с дополнительной емкостной нагрузкой была около 50 мм. Основные характеристики этих антенн приведены в таблице 5.5. Здесь $R_{вх}$ - активная составляющая полного входного сопротивления антенны на резонансной частоте, Ом; $КСВ_{рез}$ - значение КСВ на резонансной частоте, $\Delta F_{отн}$ - относительная полоса пропускания антенны (при КСВ $\leq$ 3). Следует отметить, что если согласовать фидеры с укороченными антеннами, обеспечив на резонансной частоте КСВ $\approx$1, то их относительная полоса пропускания увеличивается по сравнению со значениями, приведенными в таблице, но она будет все же меньше, чем у полноразмерного диполя.

Как уже отмечалось, укороченный диполь с катушками в полотне антенны нетрудно превратить в двухдиапазонную антенну. Для этого параллельно катушкам включают конденсаторы рис. 5.25. Размер В теперь уже нельзя выбирать произвольно.

Пусть требуется изготовить антенны с резонансными частотами $F1$ и $F2$, причем значение $F2$ относится к более высокочастотному из двух выбранных радиолюбителем диапазонов. Тогда «внутренняя» часть антенны от точки питания до катушек рассчитывается как обычный полноразмерный диполь, т.е. $B \approx \lambda/4$ для частоты $F2$. Следующий этапа - определение по формулам (5.6) индуктивности катушки $L0$ для того, чтобы антенна работала на более низкочастотном диапазоне как укороченный диполь (для A исходное значение $A \approx 1,5$ B). Резонансные контуры $L1C1$ и $L1'C1'$ должны быть настроены на частоту $F2$. Тогда они «отключают» на этой частоте внешние отрезки полотна.

Для напряжения высокой частоты, соответствующей более низкоомному диапазону т.е. частоте $F1$, эти колебательные контуры будут эквиваленты некоторой индуктивности. Она связана с $F1$ соотношением:

$$L = \frac{L1}{1-(F1/F2)^2}. \qquad (5.7)$$

Требуемое значение индуктивности $L0$ для частоты $F1$ было уже определено, поэтому воспользовавшись соотношением (5.7), можно найти $L1$. Затем, исходя из условия $F2 = 1/2\pi\sqrt{L1C1}$, рассчитывают емкость $C1$ (пФ):

$$C1=25300/F2^2 L1. \qquad (5.8)$$

Если радиолюбитель предполагает использовать конденсаторы постоянной емкости заводского изготовления, то расчет по формулам (5.6)-(5.7) придется произвести несколько раз, изменяя каждый раз длину A. Для этого целесообразно воспользоваться программируемым калькулятором или компьютером. Таблица 5.6.

В начале акцент был сделан на применение укороченного диполя на низкочастотных КВ диапазонах. Однако подобные антенны (и соответствующую методику их расчета) можно использовать и на высокочастотных КВ диапазонах, что иллюстрирует последний пример, приведенный в таблице 5.7.

Таблица 5.6

Вариант		1	2	3	4
Размеры антенны	А, м	16,9	7	31	5
	В, м	10,1	5,1	20,2	2,55
	D, м	1,6	1,6	3	1,6
Резонансная частота	*F*1, Мгц	3,6	7,05	1,85	7,05
	*F*2, Мгц	7,05	14,1	3,6	-
Элемент	*L*0, МГц	13,5	10	42	20,3
	*L*0, мкГц	10	7,6	31	-
	*C*1, пФ	51	17	63	-

АНТЕННА «ПИРАТЫ СТИВЕНСОНА» - (Механически прочная антенна)

Антенна, о которой пойдет речь, построена на базе антенны, предложенной НВ9CV еще в 60 годы. Вот что о ней написано: «антенна представляет собой два вибратора неравной длины, укрепленные параллельно в одной горизонтальной плоскости на расстоянии $\lambda/8$. Оба вибратора активные. При выбранном расстоянии $\lambda/8$ между вибраторами наилучшая односторонняя направленность антенны получается тогда, когда в заднем вибраторе (рефлекторе) отстает от тока в переднем вибраторе (директоре) на 225°» .

В другой публикации приведены результаты сравнения этой антенны с другими, уже известными «коэффициент усиления двухэлементной антенны с обоими активными элементами, говорится там, - эквивалентен усилению полноразмерной трехэлементной антенны с пассивными директором и рефлектором. При одинаковых значениях коэффициента усиления двухэлементная система легче, проще в конструктивном отношении и обладает меньшим моментом инерции и парусностью. Антенна с активным питанием позволяет получить большее подавление излучения назад... Коэффициент усиления у такой антенны на 3,4 дБ выше, чем у антенны с пассивным рефлектором, а максимальное подавление излучения назад составляет 40...50 дБ, в то время, как в пассивных системах оно не превышает 25 дБ».

Оба автора дают преимущественно сведения об электрических параметрах антенны, что, конечно, важно, но мало рассказывают о ее конструктивном исполнении, надежности в работе.

По приведенным данным, например, получается, что один из элементов на диапазоне 20 м, прикрепленный к траверсе, должен иметь вылет около 5,5 м, свободно расположенный в пространстве. Но в сложных метереологических условиях имеющейся прочности может оказаться не достаточно.

Автором приведены планки, соединяющие элементы и обеспечивающие жесткость конструкции в горизонтальной плоскости. Подвески, поддерживающие элементы, сходятся

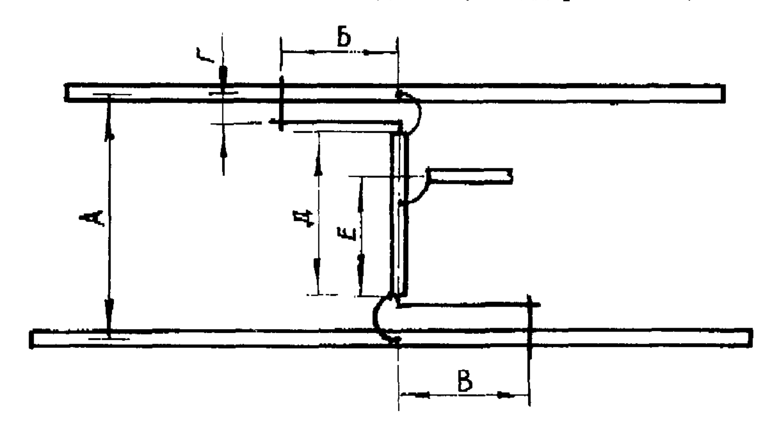


Рис. 5.26.

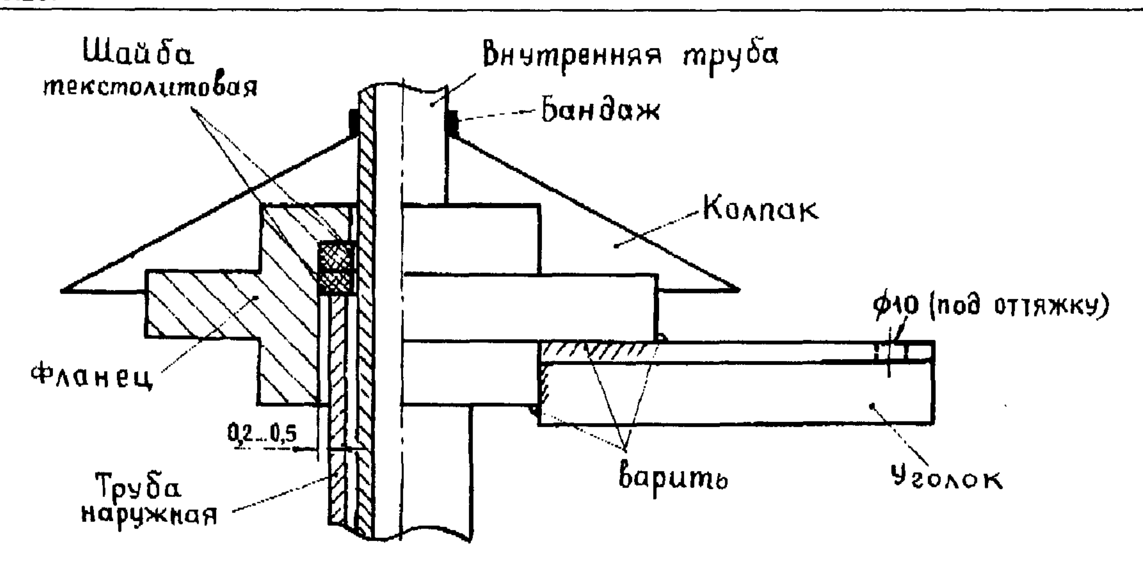


Рис. 5.27

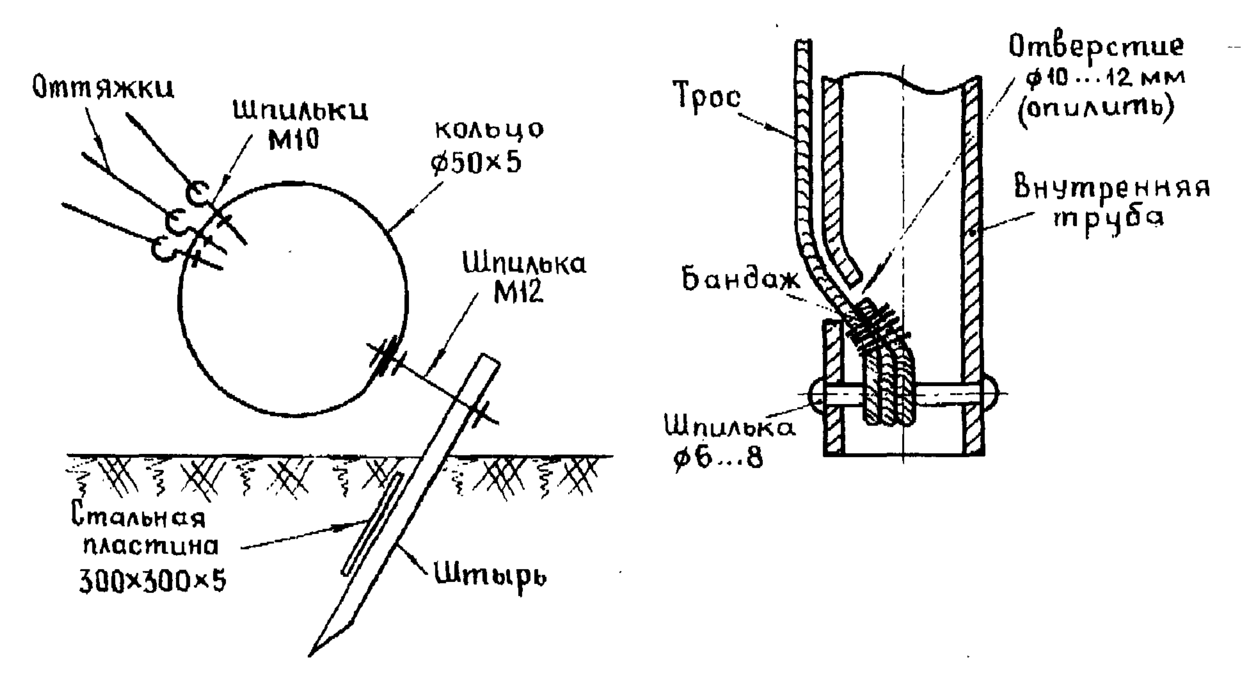


Рис. 5.28.

на мачте выше плоскости антенны. Этим достигнута жесткость по вертикали. Конструкция получилась довольно прочной. Антенна на диапазон 20 м эксплуатируется много лет без ремонта и находится в хорошем состоянии. Она выдержала пыльные бури, гололед , ветры.

Схематично часть антенны показана на рис. 5.26. Размеры ее элементов на разные диапазоны при диаметре труб 30 мм даны в таблице 5.7. За исходный размер активного вибратора взят 0,46λ, рефлектора - 0,5λ. Следует учитывать, что длина элементов зависит от диаметра труб.

Особо следует сказать о питании антенны по коаксиальному кабелю РК-75. Необходимый фазовый сдвиг в 225° получается так. Сдвиг на 180° происходит из-за того, что согласующие устройства подключены к разным плечам элементов (одно к правому, другое - к левому). Еще 45° обеспечивает фазосдвигающая линия, соединяющая элементы.

Рассчитать фазосдвигающую линию несложно. Коаксиальный кабель электрической длиной 0,5λ изменяет фазу на 180°. Следовательно, чтобы получить сдвиг на 45°, нужен кабель длиной 0,125λ. Его же геометрическая длина будет меньше, а во сколько раз - зависит от коэффициента укорочения. Если будет использован коаксиальный кабель с полиэтиленовой изоляцией между центральным проводом и оплеткой, имеющей коэффициент укорочения 0,67, при длине волны 21,2 м, потребуется отрезок

$l_{геом} = l_{электр} К_{укор} = 0,125 \lambda К_{укор} = 0,125 \cdot 21,2 \cdot 0,67 = 1,78$ м.

Но фазосдвигающей линией такой длины соединить элементы антенны нельзя - расстояние между ними 2,65 м. Поэтому нужно в разумных пределах удлинить кабель. Так, в данном случае минимальная длина дополнительного отрезка кабеля равна 2,65 - 1,78 =0,87 м. Чтобы добавленный отрезок в 0,87 м не внес изменений в сдвиг по фазе (45°), фидер нужно присоединить к середине дополнительного куска. На практике при изготовлении фазосдвигающей линии ее не следует составлять из кусков (1,78 м + 0,435 м + 0,435 м). К кабелю длиной 2,65 м подключают питающую линию на расстоянии 2,215 м от конца, который будет соединен с рефлектором.

Удобнее же использовать дополнительный кусок кабеля несколько длиннее минимально требуемого, например, 1 м. Тогда общая длина фазосдвигающей линии будет равна 1,78 +1 =2,78 м. Фидер же присоединяют на расстоянии 1,78 +0,5 =2,28 м от рефлектора.

Центральные проводники кабеля фазосдвигающей линии подключают к согласующим устройствам, оплетку - к оплетке. Автор применил кабель РК-75-9-13. Опыты с кабелем РК-150-4-11, рекомендуемым в литературе, какого-то преимущества не выявили.

При постройке антенны (рис. 5.29) использовались доступные материалы. Траверса изготовлена из стальной однодюймовой водопроводной трубы (внешний диаметр приблизительно 33 мм). К концам трубы приварены планки размерами 200×50×8 мм с четырьмя отверстиями диаметром 6,5 мм для двух хомутов крепления элементов. Общая длина траверсы с планками 2,63 м. Траверса крепится к мачте через квадратную пластинку размерами 150×150 мм из стали толщиной 4 мм хомутами с резьбой М10.

Элементы - сборные. Средняя часть выполнена из стальной полудюймовой водопроводной трубы (внешний диаметр около 21 мм) длиной 3,5 м. С двух сторон добавлены отрезки дюралюминиевой трубы диаметром 16 мм с толщиной стенки 1мм. Труба получена из кольца для художественной гимнастики. Оно было разрезано на стыке, плотно заполнено сухим песком, после чего медленно (в течение 3-4 ч) выпрямлено.

В стальную трубку (см. рис. 5.29) вставляют проточенную по внутреннему размеру проставку (вместо В) и приваривают в трех точках через предварительно просверленные через 120° отверстия диаметром 6 мм. На выступающий конец подставки туго надевают подогретую дюралевую трубу. Дополнительно ее фиксируют двумя алюминиевыми заклепками диаметром 5 мм.

В свободный конец дюралюминиевой трубы вставляют фасонную шину от трехжильного электрического кабеля и заклинивают ее двумя короткими отрезками такой же шины (место Д). Дополнительно стык фиксируют двумя алюминиевыми заклепками диаметром 3 мм. Вылет шины на активном элементе - 0,5 м, на рефлекторе - 0,9 м.

В точках отстоящих от траверсы примерно на 0,7 длины полувибратора элементы антенны соединены между собой деревянными планками жесткости сечением 20×30 мм (место Г). На трубу элемента устанавливают дюралюминиевый хомут и закрепляют двумя болтами М6. Поверх гаек на болты надевают отверстиями косынку из стеклотекстолита (текстолита, гетинакса) толщиной 4 мм и закрепляют ее гайками с шайбами. Косынки предварительно с усилием вставляют в пропилы планки жесткости и фиксируют (через

шайбы) двумя стальными заклепками диаметром 4 мм. На хомутах со стороны траверсы сделано дополнительное отверстие А диаметром 6 мм для крепления подвесок.

Для использования подвесок используют жгут, свитый из трех эмалированных проводников диаметром 1 мм. Подвески собраны из отрезков длиной по 1 м, соединенных через фарфоровые изоляторы - орешковые или ролики, и прикреплены к мачте в одной точке, находящейся на 1 м выше плоскости антенны.

Согласующий элемент выполнен из стальной трубы диаметром 12 мм. Она прикреплена к элементу через стеклотекстолитовый изолятор место А и подвижной хомут из листо

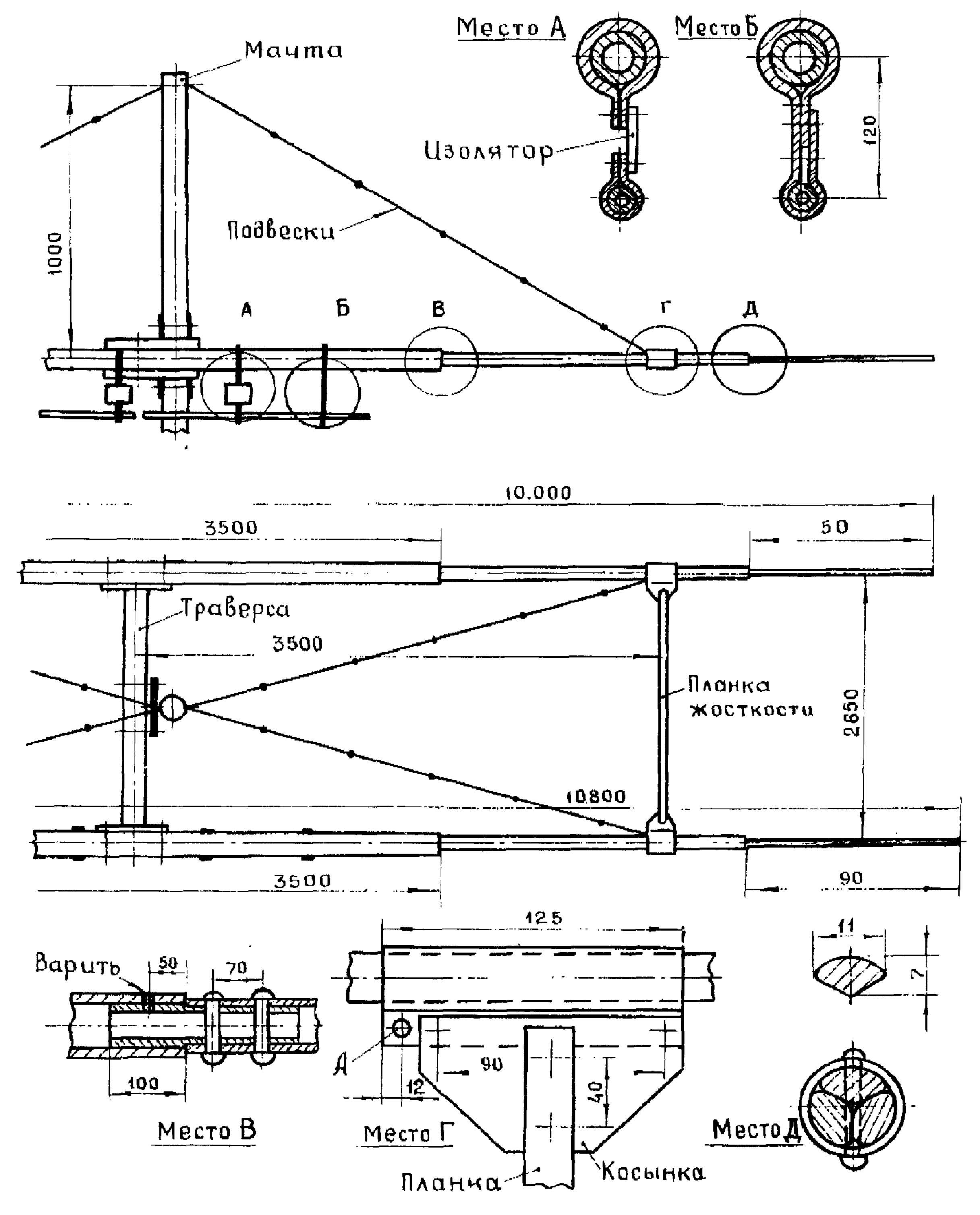


Рис. 5.29.

вой стали толщиной 1 мм (место Б). Следует иметь ввиду, что при использовании деталей из разнородных материалов в месте из контакта возникает гальваническая пара,

разрушающая со временем соприкасающиеся поверхности, особенно при попадании влаги. Наиболее сильно страдает контакт между деталями из меди и алюминиевого сплава.

Мачта -вращающаяся, телескопическая, состоит из двух частей. Нижняя (наружная) труба - стальная $2\frac{1}{4}$ - дюймовая длиной 6 м. В ней через 0,5...1 м просверлены сквозные отверстия диаметром 6,5...8,5 мм для того, чтобы иметь возможность фиксировать в ней штырем внутреннюю трубу при ее подъеме. Внутренняя труба - полуторадюймовая, длиной 7 м. На нижнюю трубу сверху надет с зазором 0,2...0,5 мм стальной фланец для кре-

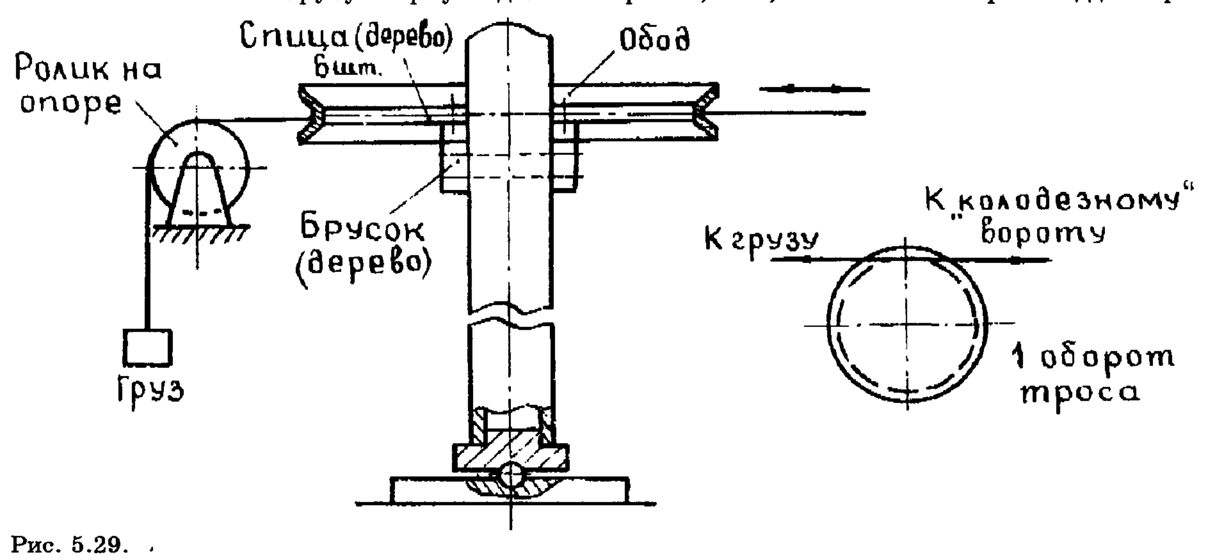


Рис. 5.29.

Рис. 5.30.

пления трех оттяжек (рис. 5.27). Глубина проточки 30 мм. К фланцу приварены равномерно по окружности три стальные уголка типоразмера 30×30×3 мм длиной 300 мм с отверстиями для крепления оттяжек. Применение выступающих уголков уменьшает дополнительное натяжение оттяжек при вращении мачты. Фланец опирается на два текстолитовых (стеклотекстолитовые не годятся) кольца, которые хорошо удерживают смазку (ЦИАТИМ 201, солидол). Применение здесь шариковых, упорных, роликовых подшипников себя не оправдывает.

Конструкция фланца для крепления второго яруса аналогична. Этот фланец опирается на стальное кольцо, жестко зафиксированное на внутренней трубе мачты. Перед подъемом антенны над фланцами устанавливают защитные колпаки из толи, рубероида или оцинкованного железа. Все места соединения деталей конструкции прокрашивают два раза автомобильной эмалью или суриком.

Оттяжки нужно изготавливать из двух-трех проволок (из оцинкованной стали, меди, стальной трос применять не следует). Однопроволочная оттяжка очень не надежна. Нижние концы оттяжек крепят к штырю, заложенному в землю, через стальное кольцо диаметром 150 ...200, шириной 50 и толщиной 4...5 мм (рис. 5-28). Кольцо может быть изготовлено из полосы, соединенной в нахлыст. Слишком натягивать оттяжки не следует это только затруднит поворот антенны, а зимой может привести к обрыву. В верхней части наружной трубы, отступив 50 мм от края, сверлят три отверстия, расположенных равномерно по окружности и нарезают резьбу М6. Отступив 0,5...1 м, сверлят еще три таких же отверстия. Поле подъема внутренней трубы болтами М6 с заточенными на конус концами ее центрируют и надежно фиксируют.

Трос для подъема внутренней трубы прикреплен к ее нижнему концу. Конструкция этого узла показана на рис. 5.28 (справа). Перед подъемом трос пропускают через ролик, у устанавливаемый на фланце первого яруса растяжек и фиксируют на простейшем вороте, прикрепленном к нижней части мачты. По мере выдвижения внутренней трубы перемещают штырь, на который она опирается.

Мачта антенны опирается на стальной шар диаметром 15 мм от шарикоподшипника. На наружной трубе в ее нижней части укреплена шестерня диаметром 600 мм (ее сердечник выточек на станке, а венец использован от маховика автомобильного или тракторного двигателя). С помощью простого зубчато-червячного редуктора она соединена с 50-ваттным коллекторным электродвигателем. Приводное устройство можно сделать и более простым -на базе обода велосипедного колеса (рис. 5.29).

При настройке антенны ее устанавливают на возможно большей высоте, на открытом месте, но так, чтобы к ней был доступ (чтобы элементы ее находились примерно на трех метрах над землей).

В первую очередь ГИРом определяют резонансную частоту элементов (без согласующих устройств и фазосдвигающих линий. Катушку прибора при этом подносят к середине элемента. Резонансная частота активного вибратора) должна меньше, то устанавливают согласующее устройство и фазосдвигающую линию. Фидер подключают через жесткую катушку (4-6 витков диаметром 15 мм; остальные ее характеристики некритичны. Поднося к ней ГИР, определяют резонансную частоту всей системы - она не должна превышать 14,15 МГц.

Если резонансная частота оказалась выше требуемой, необходимо проверить - и при необходимости удлинить их. Если же резонансная частота

После этого добиваются минимального КСВ и оптимального отношения значений излучения вперед и назад. Это можно сделать, используя всего лишь трансивер и индикатор поля. Антенну подключают к траверсу, и индикатором поля находят максимум излучения по диапазону и направлению. Если он находится в начале диапазона, то элементы длиннее требуемых, если в конце короче. Установив резонансную частоту перемещением хомутов на согласующих устройствах добиваются минимума КСВ.

Последний этап настройки - снятие диаграммы направленности излучения на рабочей высоте. Оптимальные значения высоты - 0,5λ (10,5 м) и λ (21м); на промежуточных - диаграмма направленности может искажаться. Так, при высоте 6 м диаграмма близка к круговой.

Индикатор поля располагают на расстоянии 20...50 м от антенны, желательно на той же высоте, что и она. Включают трансивер в телеграфном режиме и, поворачивая антенну, через каждые 15...20° фиксируют показания индикатора. По полученным точкам строят диаграмму (рис. 5.30).

В авторском экземпляре КСВ на частоте 14,18 Кгц был менее 1,1 на краях диапазона не превышал 1,6, что объясняется некоторой узкополосностью из-за малого диаметра концов элементов. Ширина диаграммы направленности по уровню 0,7 в горизонтальной плоскости - *около* 75°. Задний лепесток выражен слабо.

АНТЕННА «КИРИЛ И МИФОДИЙ»

Эта антенна разработана в Общественной лаборатории космической техники ФРС СССР и позволяет уверенно проводить дальние связи через ИСЗ «Радио», используя на Земле весьма малую (менее 1Вт) выходную мощность передатчика. Она состоит из передающей антенны на диапазон 144 МГц и приемной на диапазон 29 МГц. Обе антенны имеют близкую к круговой поляризацию, которая является наиболее оптимальной для проведения радиосвязей через космический ретранслятор.

Антенна для двухметрового диапазона составлена из двух взаимноперпендикулярных антенн «волновой канал», размещенных на одной траверсе. Каждая из них состоит из восьми директоров, рефлекторов и активного элемента.

На участке 145,8...146 МГц коэффициент усиления антенны 12,5 дБ, ширина диаграммы направленности основного лепестка на уровне 0,5 - 45°, а соотношение излучения вперед/назад - не менее 20 дБ.

Конструкция антенны для двухметрового диапазона показана на (рис. 5.31). Траверса этой антенны изготовлена из дюралюминиевой (Д16-Т) трубы с наружным диаметром 30 мм (толщина стенки 2 мм). На траверсе *2* с помощью двух колец *1* и *5* (сборочный чертеж этого узла показан на рис. 5.31(1)) стягиваемых четырьмя винтами *4* (М4), закреплены элементы *3*. Активный элемент крепится к траверсе по другому - алюминиевыми уголками (рис. 5.31(3)). Расстояние между элементами указаны на (рис. 5.31), а их длина приведена в таблице 5.7.

Элементы выполнены из дюралюминиевых (Д16-Т) трубок диаметром 6 мм (толщина стенки 1,5 мм).

Чтобы можно было при настройке антенны регулировать соотношение излучений вперед/назад, рефлекторы *2* (рис. 5.31(4)) сделаны подвижными. Они закреплены на отрезке трубы *1* из такого же материала, что и траверса *5*. Правый (по рисунку) конец подвижной трубы разрезан под цангу и закрепляется хомутом *4*. (Для упрощения (рис. 5.31(4)) кольца для крепления рефлекторов *2* и активных элементов *3* не показаны).

Питается антенна по кабелю с волновым сопротивлением 50 Ом (РК-50-7-11) через гамма-согласующее устройство, снабженное конструктивной емкостью (рис. 5.31(2)) ее неподвижная часть выполнена из медной трубки *4* диаметром *6* мм, которую припаивают к центральному выводу разъема *3* - СР-75-166Ф. Последний установлен на алюминиевой планке *12*, которая с помощью скобы *11* прикрепляется к активному элементу *1*.

Подвижная часть конструктивной емкости изготовлена в виде цилиндра *10* из дюралюминия. Цилиндр удерживается с помощью двух фторопластовых втулок *5* и *8*. Они изготовлены под прессовую посадку на трубе меньшего диаметра и под скользящую посадку в трубе большего диаметра. С одной стороны к цилиндру приклеена (клей «88») резиновая пробка *7*.

Подвижная перемычка *9*, соединяющая конструктивную емкость с активным элементом *1*, выполнена из дюралюминия Д16-Т. Эскиз этой детали приведен на (рис. 5.31(5). После настройки гамма-согласующего устройства подвижная перемычка фиксируется двумя винтами *6*- М4.

Для нормальной работы антенны между питающими напряжениями вертикального и горизонтального активных элементов необходим сдвиг фазы на 90°. Это обеспечивают фазосдвигающие гамма-секции, одна из которых длиннее другой на $(2n\ -1)\times\lambda/4$ (n - натуральное число). Фазосдвигающие секции (рис. 5.31(6)) выполнены из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 100 Ом. Благодаря параллельному включению секций стало возможным подключить их разъемами СР-75-154Ф к коаксиальному тройнику СР-75-193Ф, а его соединить (через разъем СР-75-155Ф) с питающим фидером.

Кабель с волновым сопротивлением 100 Ом можно взять стандартный или изготовить самостоятельно из более доступного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 150 Ом
(РК-150-5-11) с центральной жилой диаметром 0,37 мм. Для этого достаточно имеющуюся центральную жилу заменить новой, изготовленной из двух скрученных проводов *5* ПЭВ-1

0,6 (шаг закрутки 10 мм), концы которых спаяны (рис. 5.31(7)). Остальные части кабеля (оболочка *1*, экранирующая оплетка *2*, изоляция *3*, отверстие *4*) остаются нетронутыми.

Коэффициент укорочения изготовленного таким образом кабеля определяют экспериментально. Для этого берут отрезок кабеля длиной 60 см. Тщательно измеряют его геометрическую и электрическую длины. Частное от деления этих значений будет коэффициентом укорочения. С учетом этой величины находят геометрическую длину кабеля для резонансной частоты 145,8 МГц.

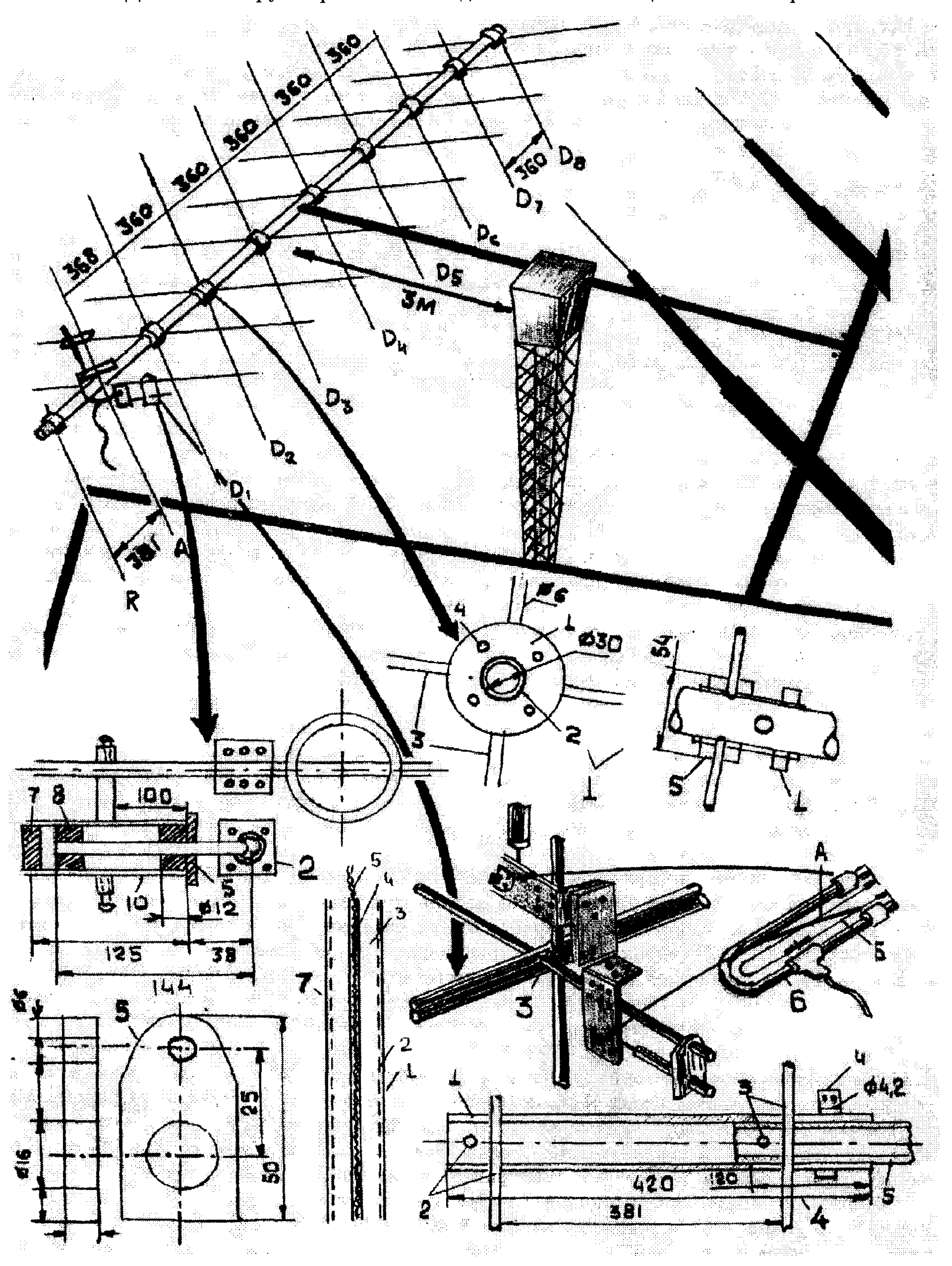


Рис. 5.31. Антенна на 144 и 28 МГц - «*КИРИЛ И МИФОДИЙ*»

Изготовленный автором образец кабеля имел коэффициент укорочения 0,725, а геометрическая длина четвертьволнового отрезка составила 372 мм. Для изготовления фазосдвигающих секций был взят отрезок кабеля длиной около 250 мм (часть *Б*). Второй отрезок *А* длиннее на 372 мм.

Проверить правильность согласования фазосдвигающей цепи можно так. По кабелю РК-50-7-11 с генератора стандартных сигналов в фазосдвигающие секции подают сигнал частотой 145,8 МГц. Секции должны быть нагружены на безындуктивную нагрузку сопротивлением 100 Ом. Ее изготавливают в виде «белечьего колеса» из десяти резисторов МТ-0,5 сопротивлением 1кОм ± 10%. Затем рефлектометром измеряют КСВ линии. Он должен быть близок к единице.

Таблица 5.7

Элемент	R	A	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8
Длина, мм	1020	965	914	908	902	895	889	883	876	870

Методика налаживания описанной антенны мало чем отличается от настройки обычного «волнового канала». Вначале настраивают по отдельности вертикальную и горизонтальную части антенны. При этом отключают соответствующую фазосдвигающую секции и нагружают ее на резистор сопротивлением 100 Ом (изготовление подобной нагрузки описано выше). Укрепляют ее на разъеме СР-75-166Ф. Затем проверяют настройку антенны в комплексе.

Если размеры элементов антенны и конструктивной емкости выдерживают достаточно точно, то настройка сводится практически, к проверке КСВ (он лежит в интервале 1,2...1,4) и получению максимального ослабления излучения назад.

Антенна для 10-метрового, как и для 2-метрового диапазонов составлена из двух взаимноперпендикулярных «волновых каналов». Каждый из них состоит из рефлекторов, активного элемента и двух директоров.

Коэффициент усиления антенны - около 10дБ. Ширина диаграммы направленности основного лепестка на уровне 0,5 составляет не более 50°. Соотношение излучения «вперед/назад» - не менее 20 дБ.

Внешний вид антенны и отдельный ее узлов показан на рис. 5.32. Для достижения большей жесткости конструкции траверса изготовлена из двух параллельно расположенных дюралюминиевых (Д-16Т) с внешним диаметром 50 мм (толщина стенки 5 мм) . Они скреплены между собой болтами.

Вибраторы антенны имеют телескопическую конструкцию (рис. 5.32(2)). Это обеспечивает достаточную прочность элементов без дополнительных растяжек и позволяет регулировать их длину (см. таблицу 5.7) в процессе налаживания. Элементы изготовлены из дюралюминиевых (Д-16Т) трубок. Их диаметры указаны на рисунке.

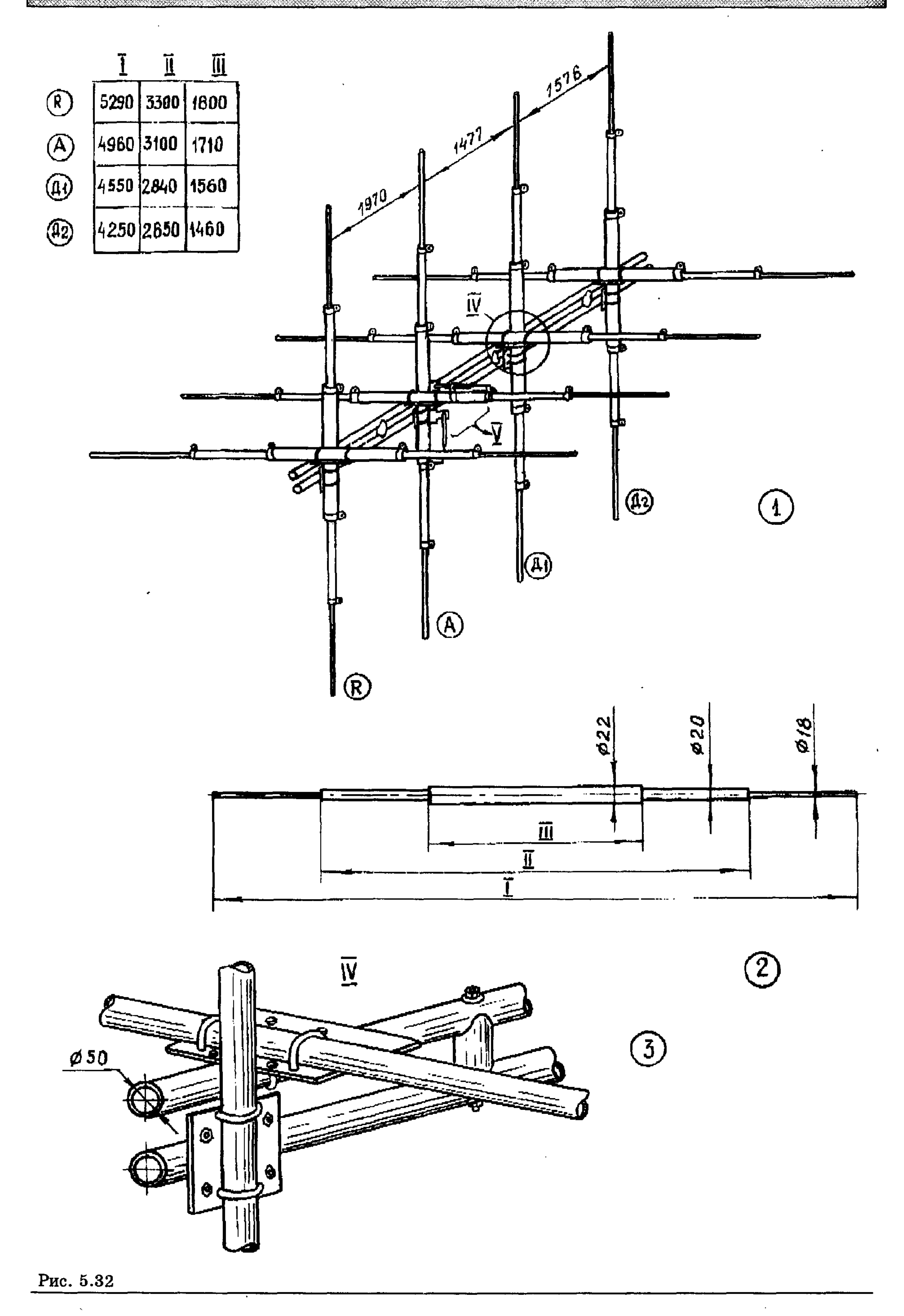
Вибраторы прикрепляют к траверсе с помощью U - образных болтов и переходных планок (рис. 5.32(3)). На (рис. 5.32б(4)) показан еще один возможный вариант крепежного узла. Изготавливают его методом аргонно-дуговой сварки.

Питается антенна по кабелю РК-50-7-11 через гамма-согласующее устройство (рис. 5.33б(5)), снабженное конструктивной емкостью. Ее подвижная и неподвижная части изготовлены из дюралюминиевых труб, которые удерживаются с помощью двух перемычек.

Чтобы обеспечить сдвиг по фазе на 90° между напряжениями питания вертикальной и горизонтальной частей антенн, использованы фазосдвигающие гамма-секции. Они аналогичны примененным в антенне для 2-метрового диапазона.

Методика налаживания антенны такая же, как и для предыдущей. Обе антенны 10 и 2-метрового диапазонов закреплены на общей поперечной траверсе, которая через цепную передачу и редуктор связана с электродвигателями ПР-1, обеспечивающими ее вращение вокруг оси на 90°.

Слежение за положением антенн по углу места и индикация производятся с помощью резистивного датчика, встроенного в корпус двигателя. Датчик с индикаторным прибором и следящей системой, предназначенной для точной отработки вращательного движения. В основу системы заложен принцип самобалансирующего моста.



	I	II	III
R	5290	3300	1800
A	4960	3100	1710
Д1	4550	2840	1560
Д2	4250	2650	1460

Рис. 5.32

Для ориентирования антенны по азимуту использован редуктор от радиолокационной станции П-8. Для индикации положения использован сельсин.

В самосбалансирующихся мостах обоих устройств установлены переменные резисторы, связанные с двигателями временного устройства. Через них задают программу ориентации антенн. Высокочастотные токосъемники, имеющиеся в редукторе П-8, используются для передачи ВЧ сигналов.

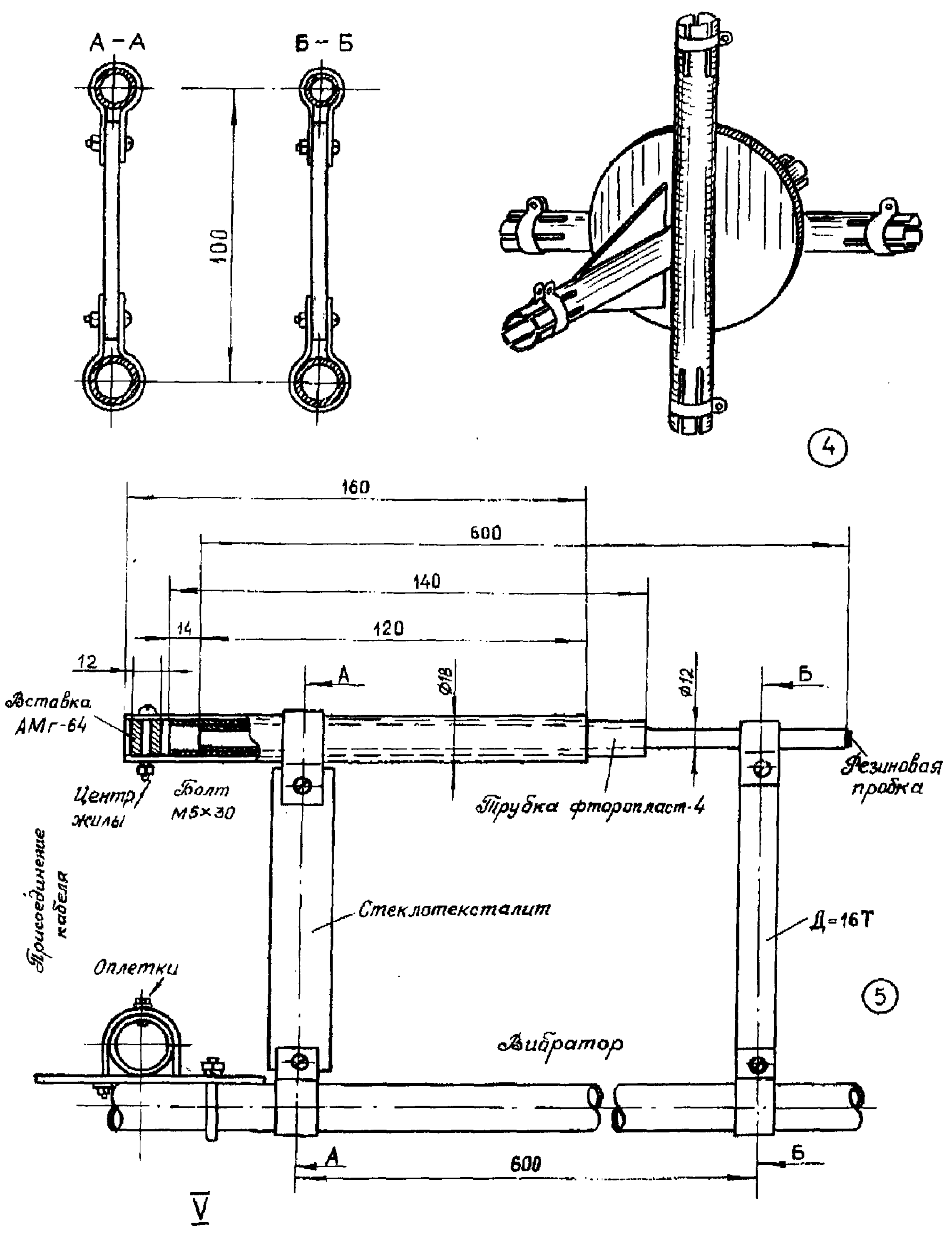


Рис. 5.326.

Необходимость передачи сигналов управления антеннами по многожильному НЧ кабелю заставила применить концевые выключатели как на двигателе угла места, так и на двигателе азимута. В последнем они расположены на сельсине - приемнике, что предотвращает закручивание кабелей при ориентации антенн по азимуту.

Для установки антенн применена мачта от радиолокационной станции П-8, высотой около 16 м, смонтированная на крыше 10 - этажного здания.

Мачта зафиксирована тремя ярусами оттяжек из стальных тросов диаметром 10 мм. В качестве опор применена сварная рама из стальных швеллеров шириной 150 м.

АНТЕННА «ЗВЕРОБОЙ» - (на 144 МГц)

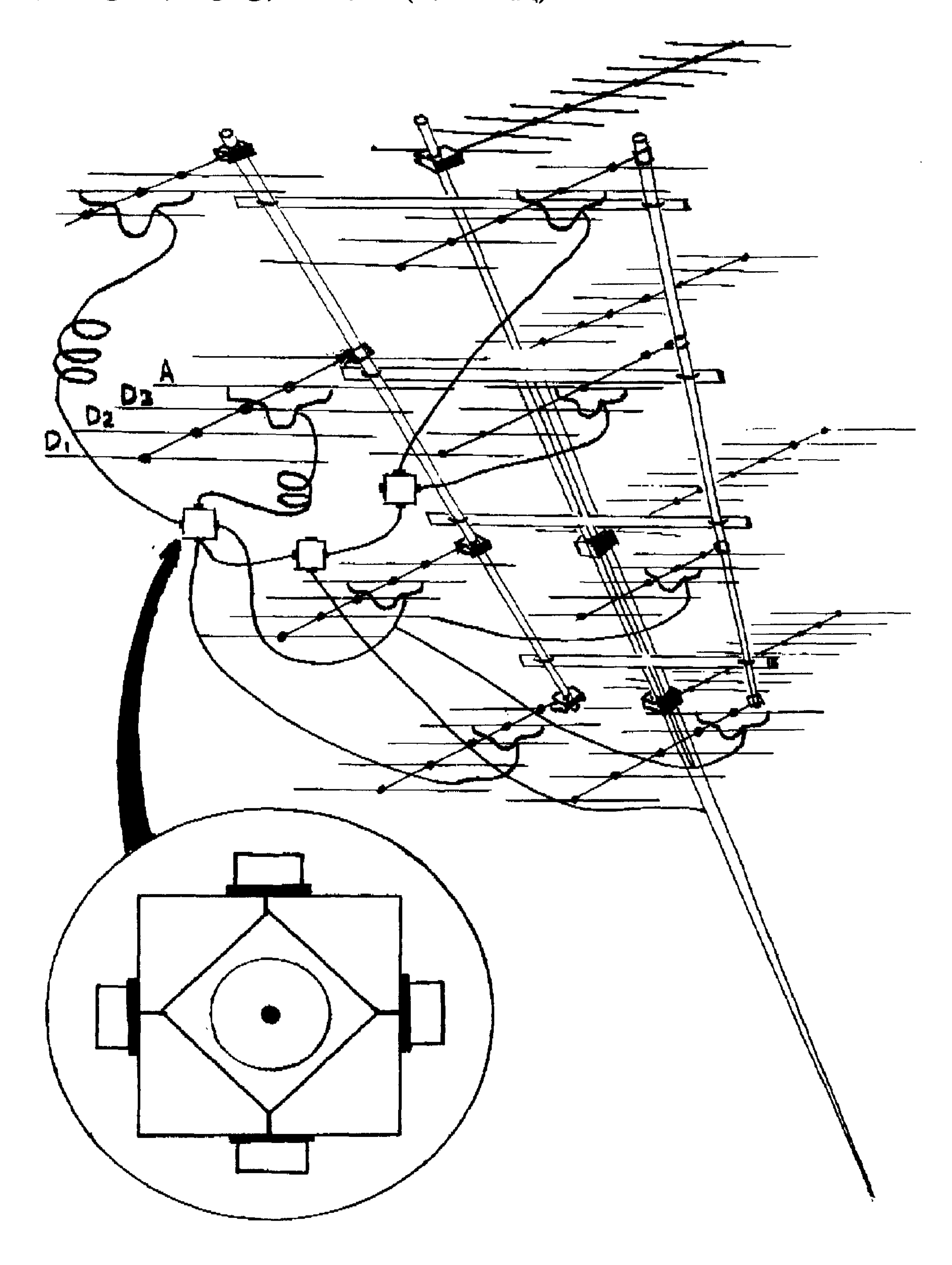


Рис. 5.33. Антенна «ЗВЕРОБОЙ»

Антенна на диапазон 144 МГц состоит из восьми идентичных пятиэлементных (рис. 5.33) «волновых каналов», расположенных в два ряда по четыре этажа в каждом, а антенна на 430 МГц - из четырех девятиэлементных «волновых каналов». Размеры элемен-

тов и расстояние между ними указаны соответственно на рис. 5.34 и 5.35. Расстояние между этажами в обеих антеннах одинаково - 1160 мм, а между рядами (для антенны на 144 МГц) - 2000 мм.

Питание на обе антенны подается коаксиальным кабелем РК-75-4-13. Активные вибраторы в двухметровом диапазоне имеют Т - образный согласователь (рис. 5.34), и изготовленный из медной проволоки. В 70-сантиметровом диапазоне согласующее устройство выполнено в виде симметричного петлевого вибратора (рис. 5.35) также из проволоки. Для согласования входного сопротивления каждого волнового канала с волновым сопротивлением фидера (75 Ом) используется U - колено (на обоих рисунках показано тем же цветом, что и фидер).

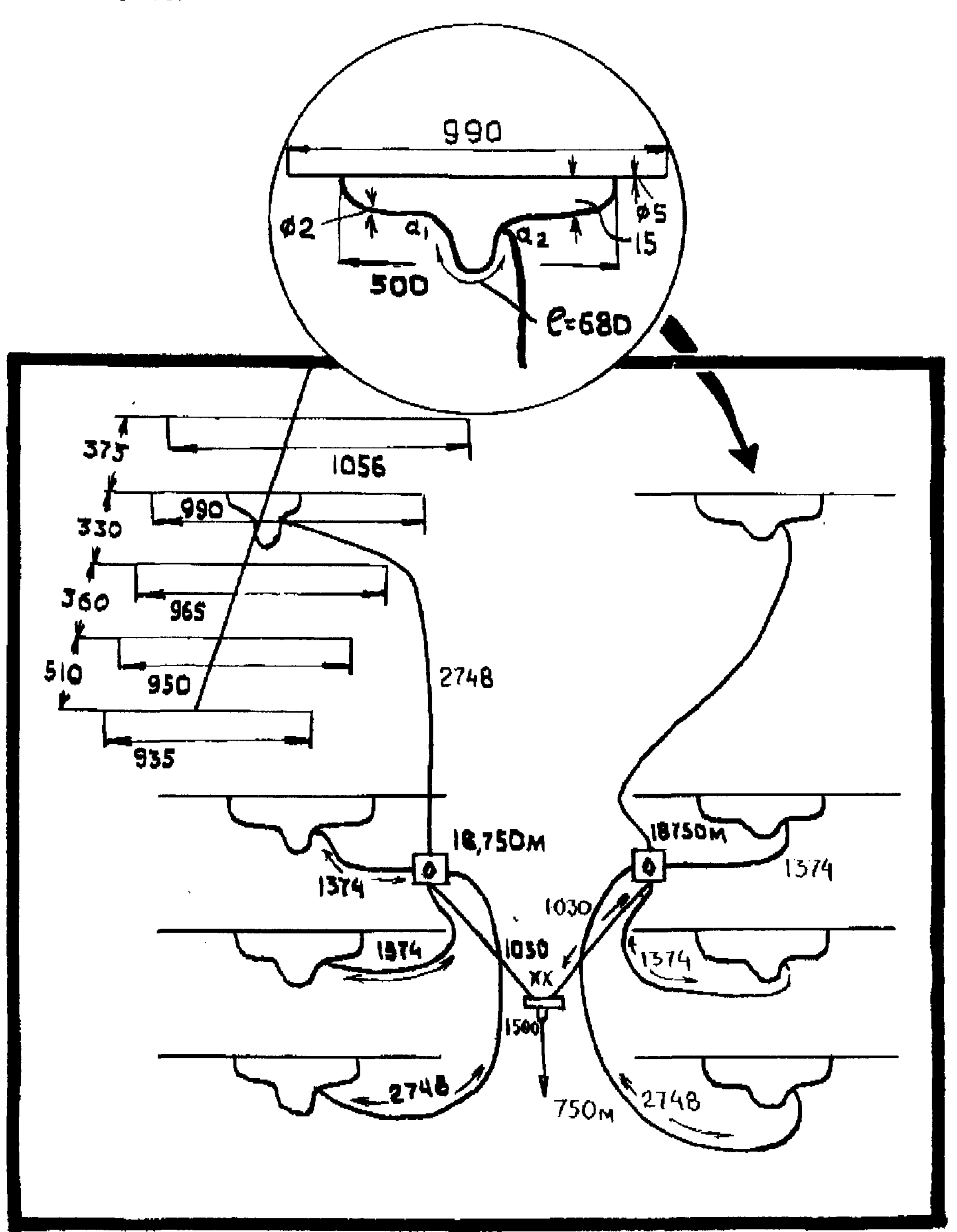


Рис. 5.34. Схема Т - образного согласователя.

В каждом ряду четыре «волновых канала» двухметрового диапазона соединены между собой параллельно с помощью несимметричных питающих линий длиной, кратной λ, каждая из которых заканчивается кабельным ВЧ разъемом СР-75-54П. Это позволяет быстро собирать и разбирать антенну в полевых условиях. Длина питающей линии с учетом коэффициента укорочения (для отечественных кабелей он обычно равен 0,66) первого и четвертого этажей - 2748 мм, а второго и третьего - 1374 мм.

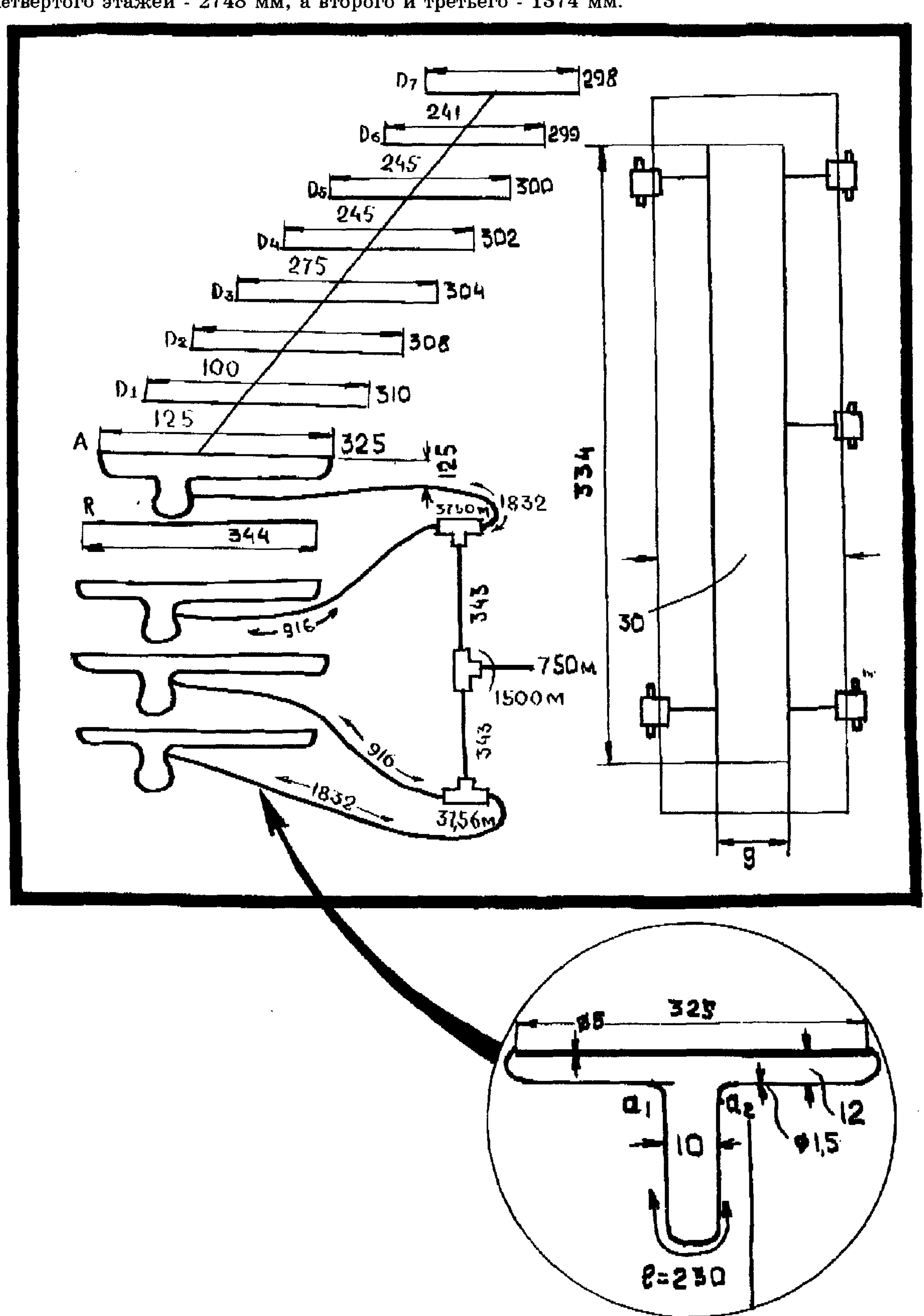


Рис. 5.35. Варианты выполнения согласующего устройства.

Параллельные соединения четырех «волновых каналов» в каждом ряду обеспечивается соединителем, который изготовлен в виде куба (со стороной 30 мм) из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. В боковых стенках соединителя и дне просверлены отверстия диаметром 16 мм, в которых закреплены, а затем распаяны (к внешней и внутренней фольге) ВЧ разъемы СР-75-66Ф (установлены в стенках) и СР-50-66Ф (на дне). Центральные выводы пяти разъемов соединены между собой с помощью пластинки из медной фольги. Сверху к соединителю припаяна крышка. Таких соединителей - два (для каждого из рядов антенны двухметрового диапазона).

Для согласования сопротивления каждого из рядов $Z_а$ (18,75 Ом) с волновым сопротивлением фидера (75 Ом) используют два четвертьволновых трансформатора из коаксиального кабеля, включенные параллельно в точках ХХ (рис. 5.34), где сопротивление ($Z_л$) составляет 150 Ом. Волновое сопротивление трансформаторов ($Z_{тр}=\sqrt{Z_л Z_а}$) равно 50 Ом, геометрическая длина каждого - 0,75λ - 1030 мм (с учетом коэффициента укорочения коаксиального кабеля). Оба трансформатора изготавливают из кабеля РК-50-4-11 и в точках ХХ соединяют с помощью тройника СР-75-193Ф. При этом входное сопротивление антенны получается равным 75 Ом.

Если в наличии не окажется нужного числа высокочастотных разъемов, «волновые каналы» каждого из рядов подключают к соединителю, в качестве которого используется металлическая коробка из-под кинопленки 2×8 (диаметром около 50 мм). В основной ее части просверливают пять отверстий (четыре в стенках и одно в дне), диаметр которых равен диаметру применяемого коаксиального кабеля. Центральные жилы кабелей соединяют между собой внутри коробки, а оплетки припаивают к стенке (внутренней стороны). После монтажа коробку закрывают крышкой и запаивают.

Аналогично можно соединить четвертьволновые трансформаторы с фидером. В этом случае просверливают три отверстия.

Антенну на 430 МГц питают несколько по-иному, «волновые каналы» первого и второго этажей, а также третьего и четвертого соединяют между собой параллельно несимметричными питающими линиями, длина которых кратна λ. Длина линий для первого и четвертого этажей - 1832 мм, для второго и третьего - 916 мм.

Каждая линия оканчивается ВЧ разъемом СР-75-54П, который подключают к тройнику СР-75-193Ф. Сопротивление в точках соединения - 37,5 Ом. Чтобы согласовать его с волновым сопротивлением фидера 75 Ом, используют два четвертьволновых трансформатора из коаксиального кабеля, соединенных с помощью тройника в точках ВВ (рис. 5.34). Волновое сопротивление кабеля должно быть 75 Ом (используют РК-75-4-13), а его длина (с учетом укорочения кабеля) - 343 мм.

Если тройников нет, то согласователь можно выполнить в виде воздушной линии (рис. 5.35(2)). Внешнюю часть (в сечении она имеет форму квадрата со стороной 30 мм изготавливают из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита, а внутреннюю - из латунной медной трубки длиной 0,47λ (334мм). Трубку размещают по центру, припаивая ее центральным выводам пяти кабельных разъемов СР-75-66Ф. Один из них соединяют с серединой линии, а четыре других - попарно с ее концами. Корпусы разъемов припаивают к внешней стороне внутренней фольги. Сверху к согласователю припаивают крышку. При отсутствии разъемов трубку фиксируют с помощью фторопластовых вставок или керамических стоек. В качестве последних используют резисторы МЛТ, предварительно удалив в них выводы и токопроводящий слой, которые припаивают к трубке и корпусу согласователя. Отверстия для соединительных кабелей располагают на торцевых сторонах коробки (по два на каждой). Их диаметр должен быть равен диаметру коаксиального кабеля. Следует припаивать оплетки к внутренней фольге.

При монтаже антенны следует обратить внимание на то, что между собой соединяют одноименные стороны этажей и рядов.

Антенны на 144 и 430 МГц размещены на раме (по разные стороны от нее. Размеры 3,5х 2 м, изготовленной из трех дюралюминиевых тонкостенных труб диаметром 26 и длиной 3500 мм и четырех планок уголкового профиля из дюралюминия размерами 2000×30×30 мм. Между собой трубы и планки соединены скобами из латунного прутка диаметром 5 мм, на концах которых нарезана резьба. Аналогично рама крепится к мачте, но диаметр прутка 8 мм.

На центральной трубе с помощью «сухариков» со стороны рефлекторов прикреплены четыре «волновых канала» на диапазон 70 см, на двух других трубах - по четыре «волновых канала» на двухметровый диапазон.

Таблица 5.7

Параметр	Диапазон, МГц	
	144	430
Коэффициент усиления, дБ	17	18
Ширина основного лепестка диаграммы направленности (по уровню 0,7), град. :		
в горизонтальной плоскости	32	42
в вертикальной плоскости	12	13
Отношение излучений вперед/назад, дБ	20	25
Полоса пропускания при КСВ ≤1,5 , МГц	3	1,7

Чтобы ускорить сборку антенны, все вибраторы закреплены на траверсах (дюралюминиевых трубах диаметром 10 и 1600 мм) с помощью изоляторов из органического стекла. Вибраторы «волновых каналов» 70-сантиметрового диапазона изготовлены из провода ПЭВ-2 2,0, а двухметрового - из жесткого дюралюминиевого провода диаметром 2 мм.

Для настройки антенны нужны рефлектометры и передатчики на 144 и 430 МГц. Рефлектометры можно изготовить, воспользовавшись описанием данным в «Радио» № 5 за 1977 г. на ст.22-23 (В.Чернышев. «УКВ рефлектометр на полосковой линии»). Если двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 4 мм нет, то нужно по указанным в вышеупомянутой статье размерам изготовить две пластинки из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм и склеить их между собой эпоксидным клеем нефольгированными сторонами.

Настройку антенны начинают с измерения КСВ каждого из «волновых каналов». Практически, при соблюдении заданных размеров, КСВ не хуже 1,2 легко достигается подгибанием тонкой части Т - образного согласователя или петлевого вибратора. Настройка по минимуму КСВ каждый из «волновых каналов» обоих диапазонов, к ним припаивают соединительные линии и маркируют их (это облегчит сборку антенны в полевых условиях). После этого проверяют согласующие устройства, для чего два четвертьволновых трансформатора двухметрового диапазона соединяют между собой с помощью тройника через рефлектометр подают сигнал с передатчика на 144 МГц. Вторые концы трансформаторов подключают к соединителям, а к их ВЧ разъемам - восемь эквивалентов сопротивлением 75 Ом. В качестве эквивалентов можно использовать транзисторы МЛТ-0,25 сопротивлением 74 Ом, но предварительно выводы у них следует укоротить до минимума. При правильном изготовлении трансформаторов КСВ у них равен 1.

Также проверяют согласующие устройства антенны на 430 МГц, с той лишь разницей, что нужно нагрузить каждый из тройников первого и второго, а также третьего и четвертого этажей антенны двумя эквивалентами сопротивлением 75 Ом. Если применяется согласователь в виде воздушной линии, то сигнал с передатчика нужно подать через рефлектометр на средний разъем, а к крайним подключить эквиваленты. КСВ в последнем случае может и не быть равным единице вследствие неточности в изготовлении согласующего устройства. Вполне допустимо, что КСВ находился в пределах 1,5...1,8.

После проверки согласующих устройств необходимо произвести полную сборку антенны, измерить КСВ и снять диаграмму направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Измерения лучше всего производить в полевых условиях в удалении от посторонних предметов в режиме приема. Для этого можно воспользоваться маломощным транзисторным генератором на 144 МГц, который следует отнести от испытуемой антенны на 50...100 м, нагрузить на диполь и поднять на необходимую высоту. Приемник нужно настроить на частоту передатчика, или на третью его гармонику (при измерении параметров антенны 430 МГц) выключить АРУ и с помощью индикатора выхода снять диаграмму направленности.

АНТЕННА «СЛАВА УКРАИНЕ»

При изготовлении антенны с активным рефлектором были выявлены некоторые ее особенности.

Прежде всего, необходимо отметить, что на работу антенны в сильной степени оказывает влияние исполнение фазосдвигающей линии. Конструктивный расчет фазосдвигающей линии может быть выполнен с достаточной точностью следующим образом. Геометрическую длину линии определяют (с некоторым запасом для заделки концов кабеля) из выражения

$L_г = 0{,}125\lambda + 40$.

Электрическая длина линии равна

$$L_э = \frac{L_г \chi \cdot 360}{\lambda}.$$

Электрическая длина отрезка

$$l_a^э = \frac{L_э - 45}{2}.$$

Электрическая длина отрезка

$$l_p^э = L_э - l_a^э.$$

При этом геометрическая длина отрезка определяется как

$$l_г = \frac{\lambda l^э}{\chi 360}.$$

Во всех формулах:

λ - длина рабочей волны в метрах;

$L_г, l_г$ - геометрическая длина в сантиметрах;

$L_э, l^э$ - электрическая длина в градусах;

χ - коэффициент удлинения кабеля, зависящий от материала его внутренней изоляции (для распространенных кабелей отечественного производства с изоляцией из полиэтилена χ=1,52).

В антенне на диапазон 14 МГц рассчитанная таким образом линия кабеля РК-75-9-13 имела $l_э$=35, l_p=260 и L=295 см.

Один градус электрической длины линии соответствовал 5 см геометрической длины, что позволило выполнить линию и ее отрезки с точностью не хуже ±1°.

Линию можно изготовить из кабеля того же типа, что и применяемый для питания антенны. Несмотря на то, что в точке подсоединения к линии кабеля питания входное сопротивление в два раза меньше входного сопротивления каждого элемента антенны, небольшая (по сравнению с длиной рабочей волны) длина кабеля фазосдвигающей линии с несогласованным волновым сопротивлением практически не увеличивает значение КСВ.

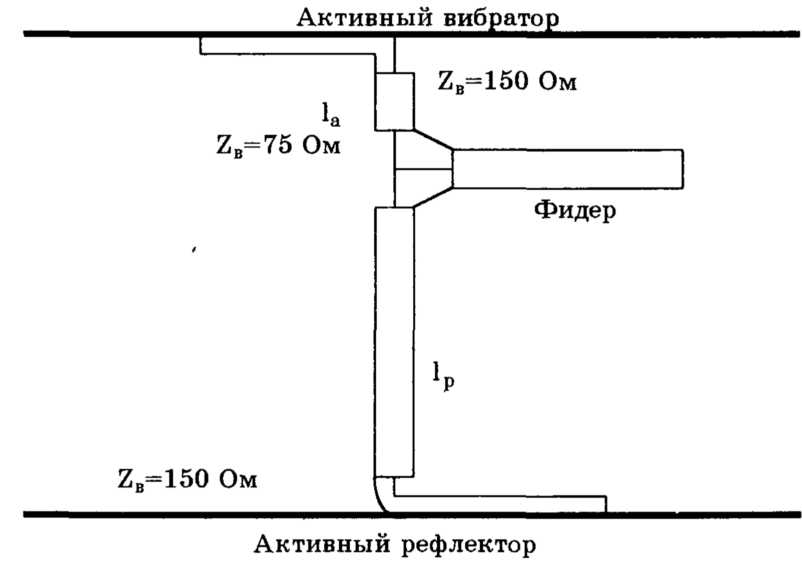


Рис. 5.36. Антенна «СЛАВА УКРАИНЕ»

Построенная и испытанная антенна показана неплохие результаты при проведении связей на различные расстояния. Ее коэффициент усиления составлял 5-6 дБ по мощности, ширина переднего лепестка излучения на уровне 0,7 - около 60°.

Благодаря более эффективному действию рефлектора удалось в значительной степени снизить помехи от станций (в том числе местных), находящихся вне переднего лепестка излучения. Эффект этого подавления оценен на слух в пределах 20-30 дБ.

Малогабаритная трехэлементная АНТЕННА «ЗАМОК ПРИВИДЕНИЙ»

Двумя американскими коротковолновиками Маерсом (WIEBY) и Растроу (WAILNQ) разработана малогабаритная трехэлементная антенна для диапазона 20 м. Значительное

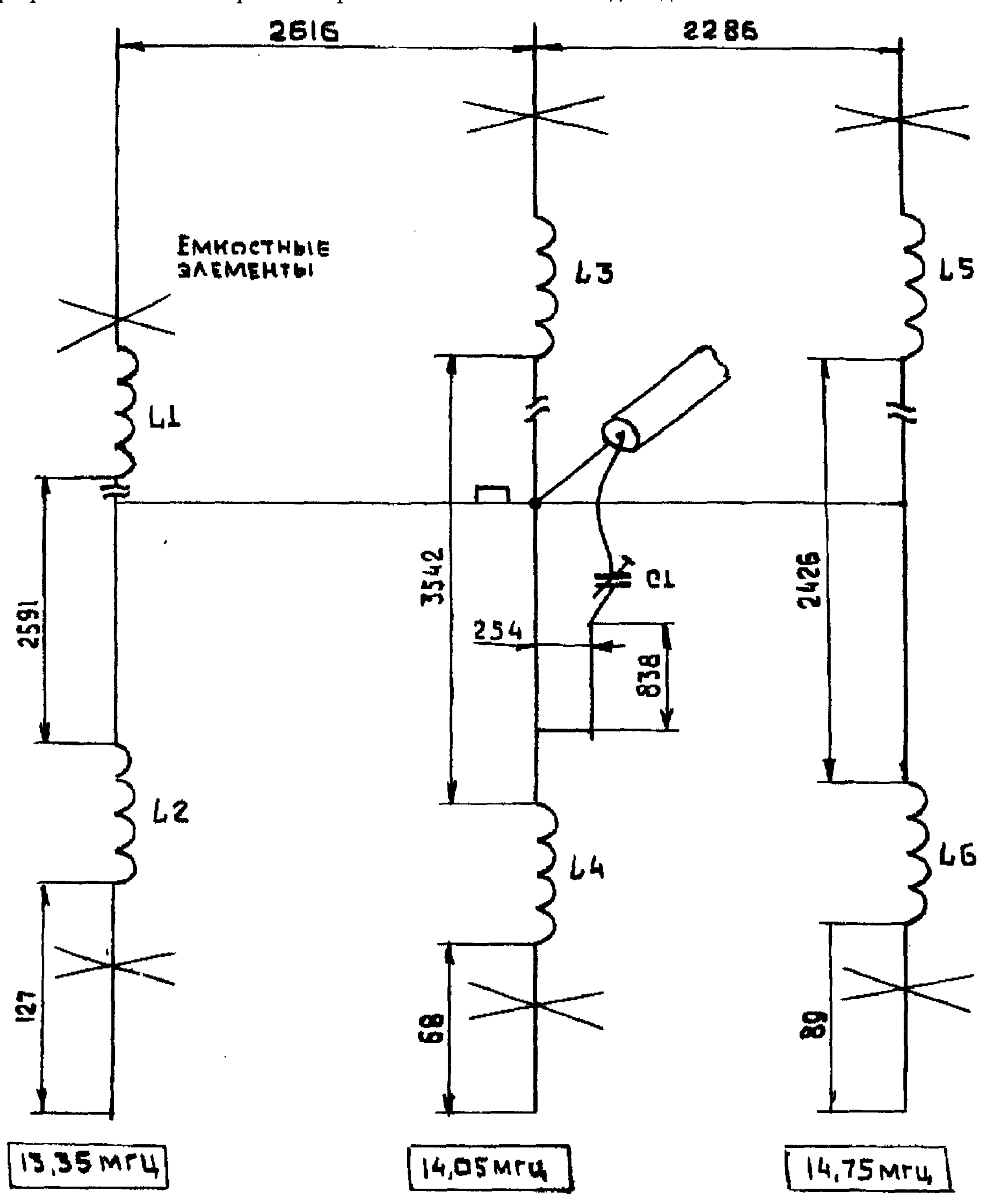


Рис. 5.37. Антенна "ЗАМОК ПРИВИДЕНИЙ"

уменьшение ее размеров достигнуто за счет использования катушек индуктивности и емкостных элементов. Все основные параметры антенны указаны на рис. 5.37.

Антенна изготовлена из алюминиевых трубок с наружным диаметром 32 мм. Каркасами для намотки катушек служат соединительные вставки диаметром 28,6 мм, выполненные из оргстекла. Катушки $L1$,$L2$ содержат - 23,5 витка, $L3$,$L4$ - 29 витков, $L5$,$L6$ - 26 витков провода (в эмалевой изоляции) диаметром 1,4 мм. Длина намотки всех катушек 229 мм.

Емкостные элементы находятся в непосредственной близости от катушек. Они представляют собой прикрепленные к трубкам под углом 90° друг к другу отрезки алюминиевых уголков со стороной 19 мм и длиной 610 мм. Концы уголков соединяют проволокой диаметром 1,5-2 мм. Резонансные частоты элементов указаны на рис. 5-37.

Согласование вибраторов антенны с фидером производится с помощью Г - образного устройства. Диаметр трубки, используемой в согласующем устройстве, равен 9,5 мм, ее длина 1016 мм. Опорная изолирующая вставка (на рис. 5.37 не показана) изготовлена из оргстекла. Максимальная емкость подстроечного конденсатора 140 пФ. Его размещают внутри алюминиевой коробки и изолируют от стенки. С трубкой конденсатор соединяют алюминиевой полоской длиной 152 мм.

Настройка правильно собранной антенны сводится к получению минимального КСВ на частоте 14,1 МГц с помощью подстроечного конденсатора и положения закорачивающего хомутика в согласующем устройстве. Величина КСВ на краях диапазона не должен превышать 2.

АНТЕННА «КОНОТОПСКАЯ ВЕДЬМА»

Многие радиолюбители используют хорошо зарекомендовавшую себя антенну НВ9С. Мною была изготовлена такая антенна на два диапазона 14 и 21 МГц. Оттяжки, которые поддерживают от противовеса вибраторные антенны, выполнены из медного провода

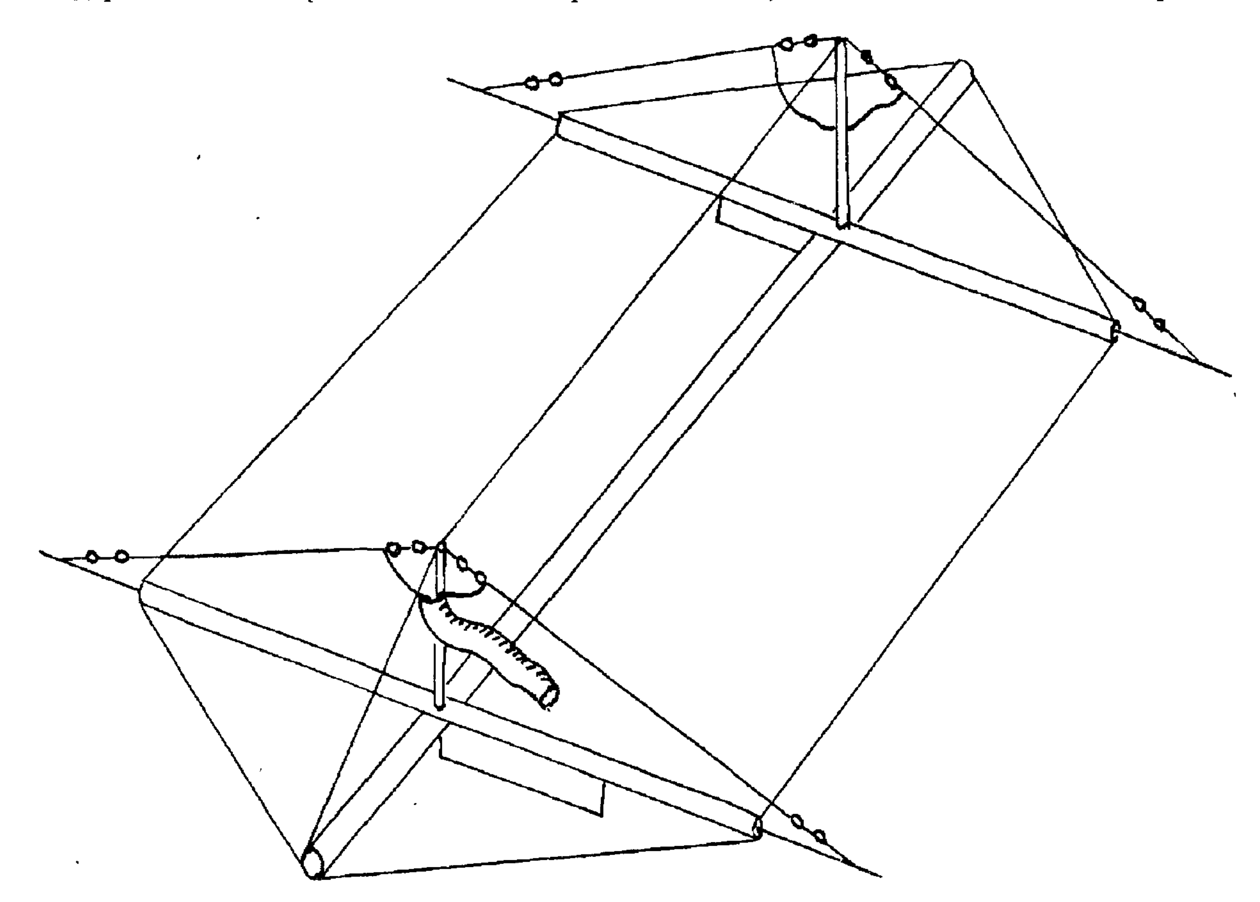


Рис. 5.38. Антенна "КОНОТОПСКАЯ ВЕДЬМА"

(можно применить также антенный канатик) сечением 1,5 мм. Они выполняют роль вибратора и пассивного рефлектора антенны диапазона 21 МГц, которая работает как двухэлементная антенна типа «волновой канал». Длина каждой половины вибратора (он настроен на среднюю частоту диапазона) составляет 341,5 см. Питается вибратор с помощью отдельного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50-75 Ом. Кабель закреплен на вертикальном штыре высотой 150 см, установленном на несущей траверсе. Длина половины рефлектора составляет 361 см. Основная антенна НВ9С выполнена по описанию, приведенному в «радио», 1968 г. номер 9.

Настройка антенны (рис. 5.38) диапазона 21 МГц велась по методике изложенной неоднократно на страницах журнала «Радио», при помощи рефлектометра, механически

удлиняя или укорачивая размеры сторон вибратора я добивался получения наименьшего КСВ. Затем при помощи ГИР установил резонансную частоту рефлектора, удлиняя или укорачивая электрозамыкающую перемычку. Эта частота должна быть на 5% меньше частоты вибратора. В основном громкость сигналов оценивалась 58-59.

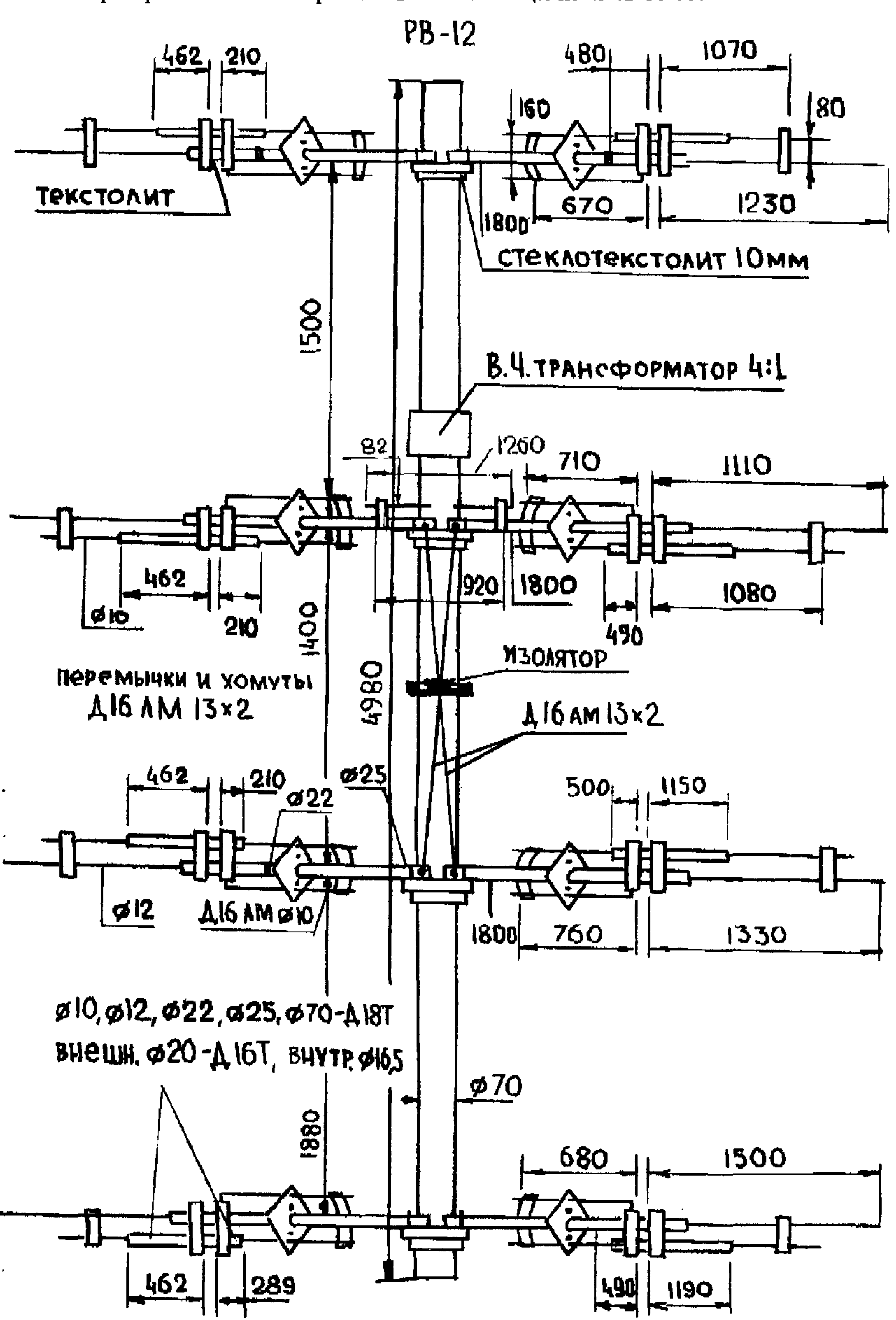


Рис. 5.39. Антенна «ТИХИЙ ДОН»

АНТЕННА "ТИХИЙ ДОН" - (на 20, 15, 10 м)

Вариант творческих усилий ростовских радиолюбителей UA6LD, UA6LQ, UA6LU, воплотился в очень интересной антенне (рис. 5.39). Конструкция получила название РВ-12. Характеристики антенны следующие:

- коэффициент усиления - 8 дБ;
- соотношение излучения вперед/назад - 20 дБ;
- входное сопротивление - 200 Ом;
- КСВ < 1,5.

АНТЕННА "СОЛОМОН" - (КТ34ХА для 20,15,10 м)

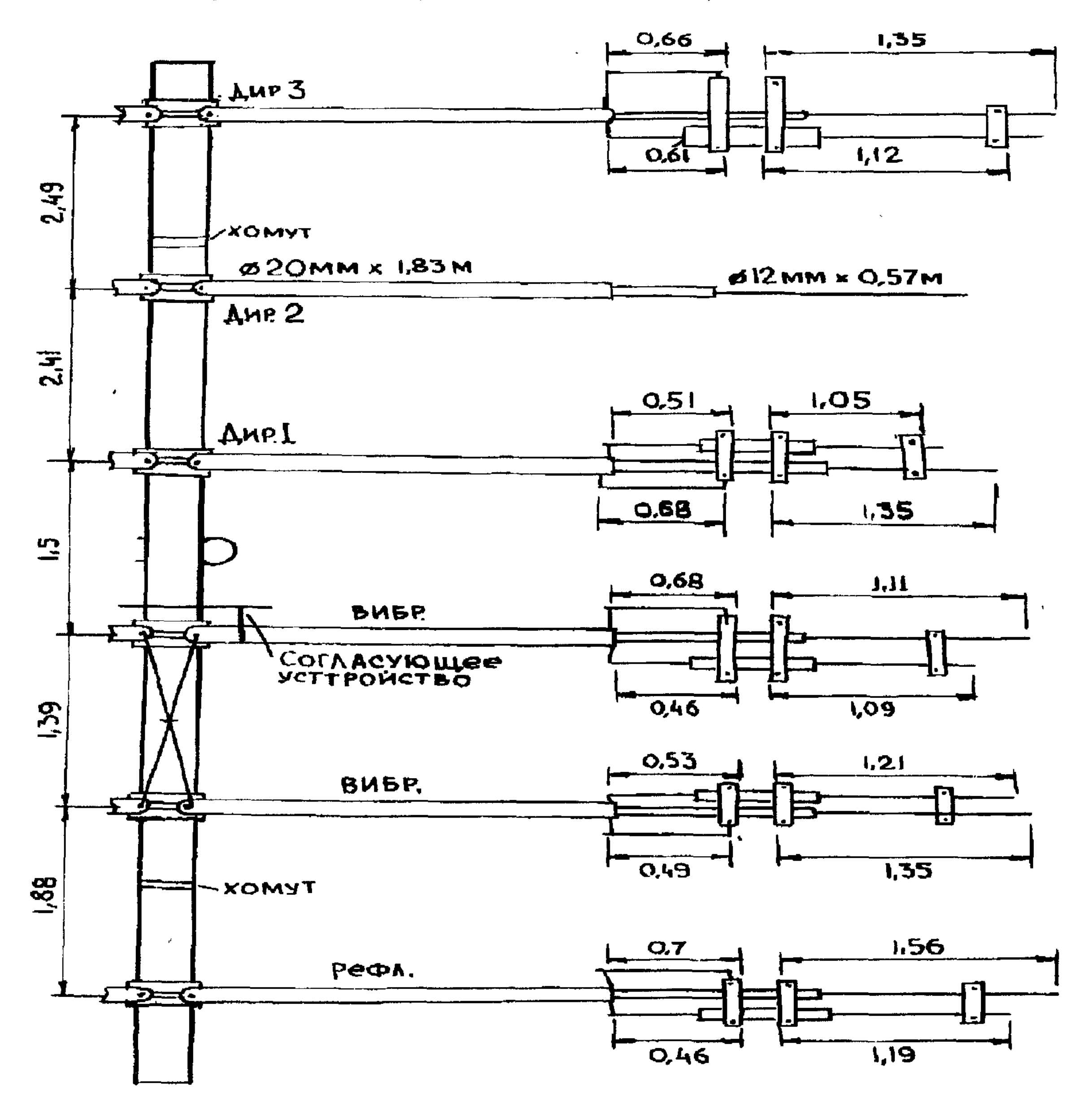


Рис. 5.40. Антенна «СОЛОМОН»

Серийно выпускаемый вариант (рис. 5.40). За счет удлинения траверсы и добавления полномерного элемента на 10 м и еще одного трехрезонансного элемента усиление антенны удалось увеличить на 4 дБ, для 10 м и 2-2,5 дБ для 20,15 м. Как выполнено электрическое удлинение, показано на рис. 5.41.

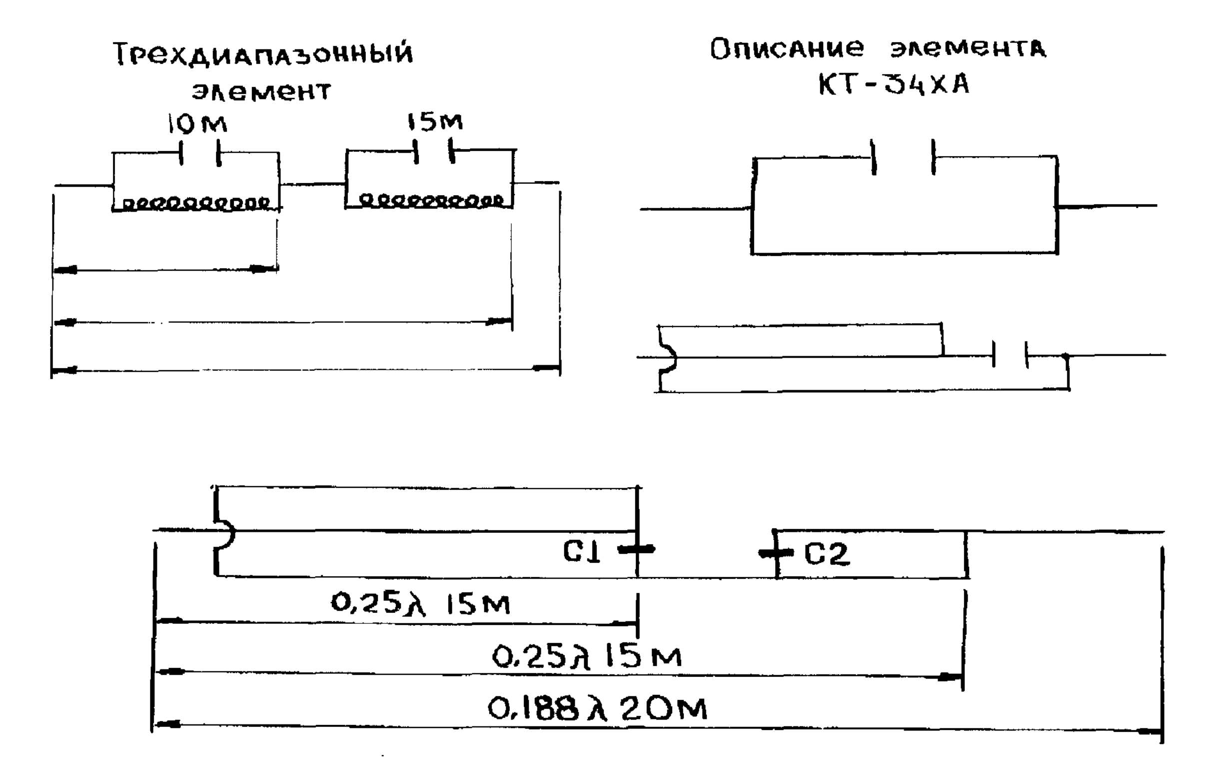
Характеристики антенны следующие:
диапазон перекрываемых частот - 14,0 - 14,350 МГц, 21,0 - 21,450 МГц, 28,0 - 29,0 МГц.

Усиление антенны по сравнению с полуволновым диполем:

20 м - 8,5 - 9 дБ
15 м - 9 - 9,5 дБ
10 м - 11 - 11,3 дБ

Соотношение излучения вперед/назад	- 20 дБ,
Подавление бокового излучения	- 40 дБ,
Входное сопротивление	- 200 Ом
Питание антенны через трансформатор	4:1.

Антенна в настройке не нуждается.



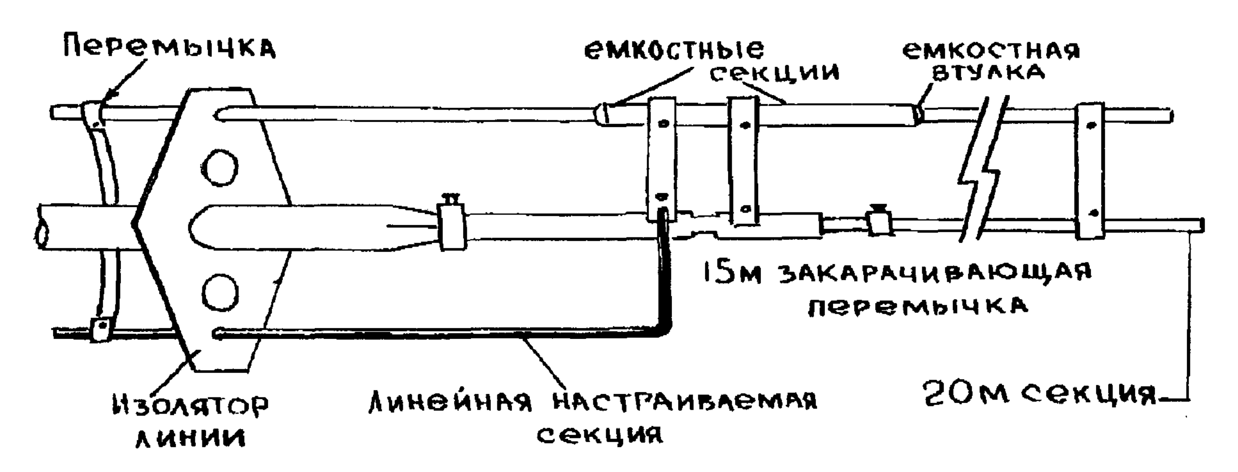


Рис. 5.41. Трехдиапазонный элемент. Описание элемента. Трехдиапазонная секция антенны

АНТЕННА «БРЫЗГИ ШАМПАНСКОГО»

Антенна СС5 состоит из 5 элементов, оптимально расположенных относительно друг друга и имеет достаточно большую широкополосность - около 600 кГц, чего трудно достичь у антенн других типов.

Усиление антенны во всей полосе перекрываемых частот около 10,2 дБ при соотношении излучения вперед-назад - не хуже 28 дБ. Общие размеры антенны СС5 показаны на рис. 5.42.

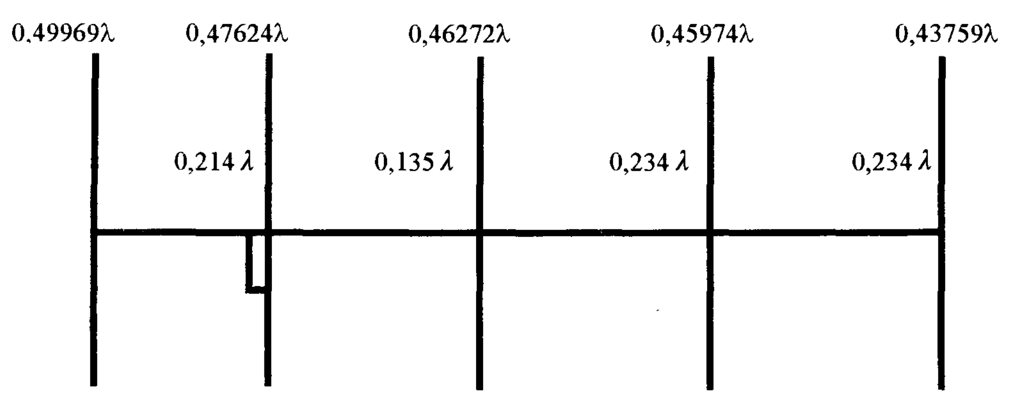
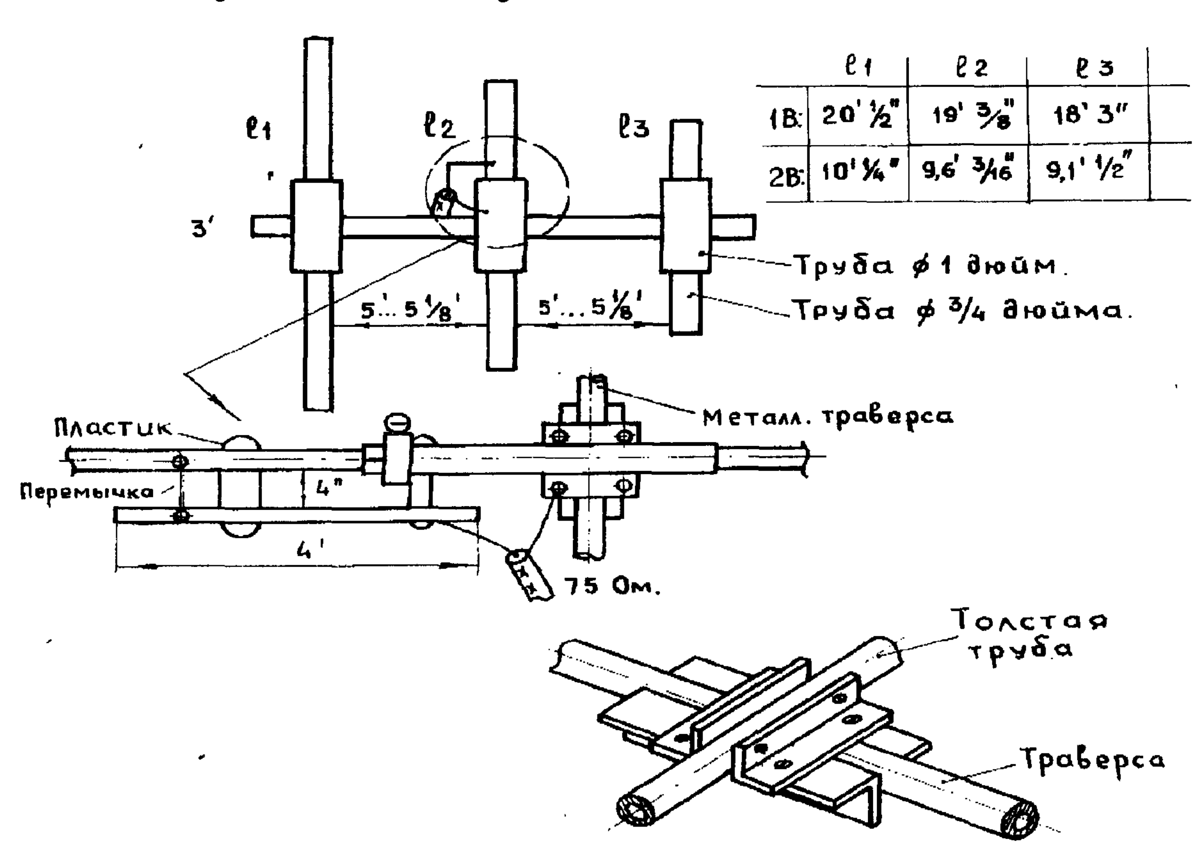


Рис. 5.42. Антенна "БРЫЗГИ ШАМПАНСКОГО"

АНТЕННА "СТРАШНАЯ МЕСТЬ"



	l1	l2	l3
1В.	20' 1/2"	19' 3/8"	18' 3"
2В.	10' 1/4"	9,6' 3/16"	9,1' 1/2"

Рис. 5.43. Антенна «СТРАШНАЯ МЕСТЬ»

1 вариант 20' 1/2" 19' 3/8" 18',3"
2 вариант 10' 1/4' 9'6 3/16 9'1 1/2
Второй вариант имеет большее усиление.
Первый вариант - 8 дБ.
Трубка ∅ 1 дюйм
Трубка ∅ 3/4 дюйма
Вторая трубка может регулироваться по длине для подстройки антенны.

Настройка:

1. Выставить перемычкой КСВ по минимуму.
2. Отрегулировать длину рефлектора по излучению назад.

3. Отрегулировать детектор по излучению вперед. Показан вариант конструктивного исполнения антенны с помощью уголков.

Клинеарная АНТЕННА "МАЙСКАЯ НОЧЬ"

Шлейф λ/4 представляет собой провод (даже сетевой) длиной λ/4 КУ, 0,6. Такая антенна аналогична 4ELYACT при H=30'. Антенна на 20 м хорошо работает и на 40,80 м с согласованием.

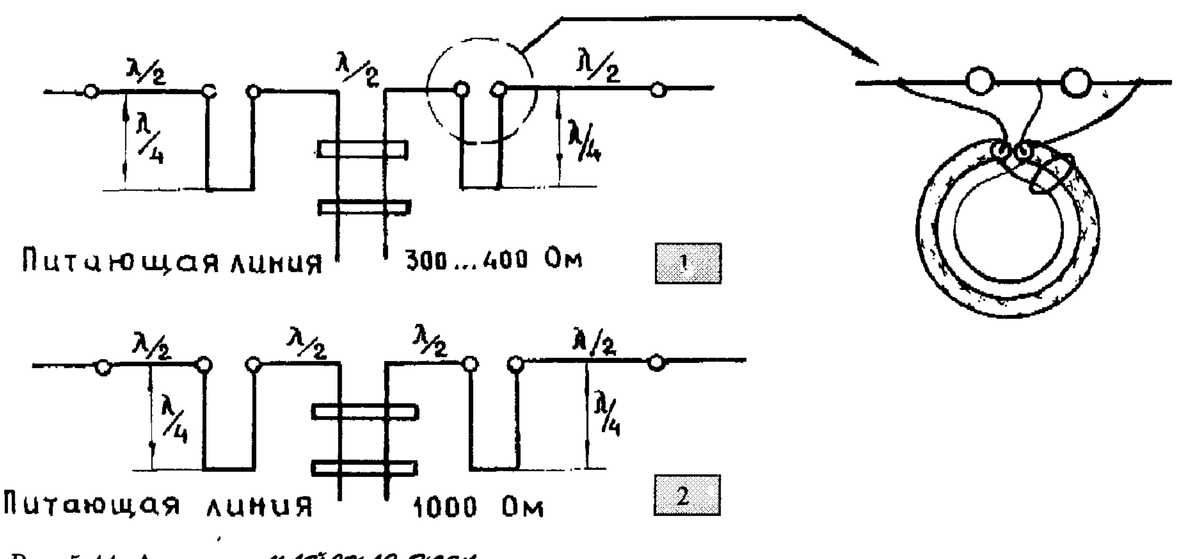


Рис. 5.44. Антенна «МАЙСКАЯ НОЧЬ»

АНТЕННА "ТЕРМИНАТОР"

Антенна (рис. 5.45) представляет собой комбинацию двух «волновых каналов»: полноразмерного трехэлементного на диапазон 14 МГц и укороченного двухэлементного на диапазон 7 МГц. Элементы 1 и 3 (рис. 5.45) имеют режекторные контуры 4, резонансные частоты которых лежат вблизи 14 МГц. Элементы 1 и 3 используются на обоих диапазонах. На диапазоне 14 МГц работают части элементов, расположенные между режекторными контурами, причем элемент 1 служит директором. Элемент 2 работает только на диапазоне 14 МГц (активный элемент).

Режекторные контуры на диапазоне 7 МГц действуют как сосредоточенная нагрузка - катушки индуктивности. Отношение индуктивности катушки к емкости конденсатора в режекторных контурах выбрано большим, что позволяло существенно уменьшить общую длину элементов 1 и 3 (по сравнению с λ/2 на диапазоне 7 МГц). На этом диапазоне элемент 1 служит рефлектором, а элемент 3 - активный. Расстояние между элементами на обоих диапазонах близко к оптимальному. Питают активные элементы по отдельным коаксиальным кабелям с волновым сопротивлением 50 Ом через гамма-согласующее (на диапазоне 7 МГц) и омега-согласующее (на диапазоне 14 МГц) устройства. Данные согласующих устройств приведены на рис. 2, а, б соответственно.

Все четыре катушки индуктивности режекторных контуров имеют одинаковую индуктивность около 8 мкГ (32 витка провода диаметром 1 мм, диаметр намотки 35 мм, длина намотки 180 мм). Емкость конденсатора в фильтре - около 15 пФ (номинальное напряжение - не менее 10 кВ). Конденсатор можно выполнить в виде конструктивной емкости - алюминиевый цилиндр диаметром 60 и длиной 300 мм, надетый на катушку индуктивности. В этом случае
он служит одновременно и для ее защиты от воздействия атмосферных осадков. Перед установкой режекторных фильтров на антенну их настраивают на частоту 13,8 МГц, изменяя индуктивность катушки. Настройку антенны осуществляют по обычной методике для антенн с режекторными контурами (типа W3DZZ и др.).

По измерениям авторов (JA8JL и JA8JS) усиление антенны на диапазоне 14 МГц - около 6,8, а на диапазоне 7 МГц - около 5,5 дБ.

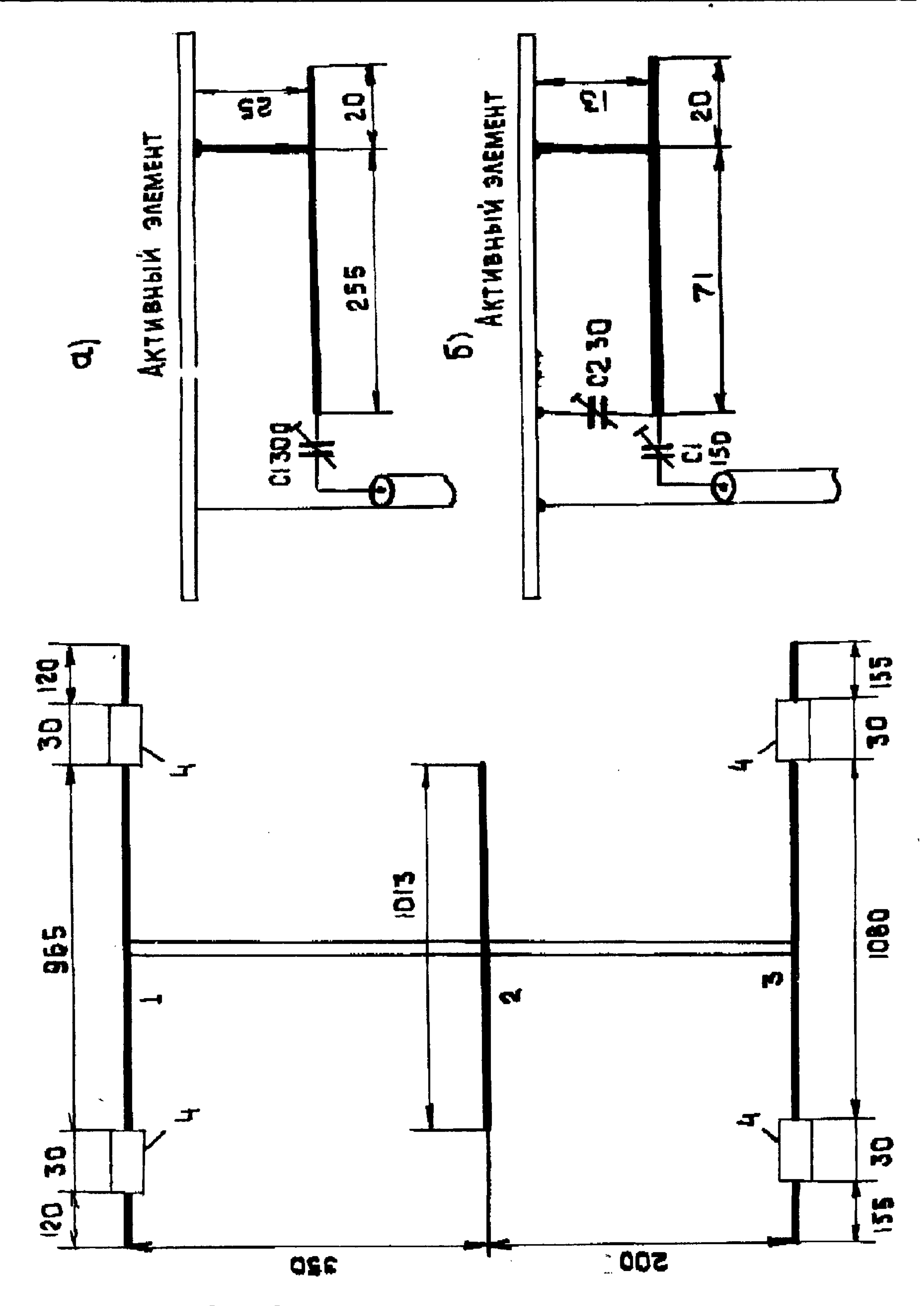


Рис. 5.45. Антенна «ТЕРМИНАТОР»

АНТЕННА "ДУНАЙСКИЕ ВОЛНЫ" - (10 - элементная)

Несомненно, это наиболее популярная УКВ антенна (рис. 5.46). Она дает усиление 13 дБ. Автор проводил с помощью такой антенны метеорные связи с Англией и Бельгией, много дальних связей за счет тропосферного прохождения и «авроры».

Пассивные элементы антенны изготовлены из биметаллического провода диаметром 4 мм, а активный петлевой вибратор - из 15 - миллиметровой медной трубки и такого же провода. Волновое сопротивление в точке питания равно 300 Ом, поэтому 75 - омный кабель подключен через U -колено, длина которого равна 68 см. Длина несущей траверсы - несколько больше 3,5 м, диаметр - 20 мм. Длина рефлектора 1 - 1060, вибратора 2 - 990, директоров 3 - 10 соответственно 933, 930, 927, 924, 921, 918, 915, 912 мм.

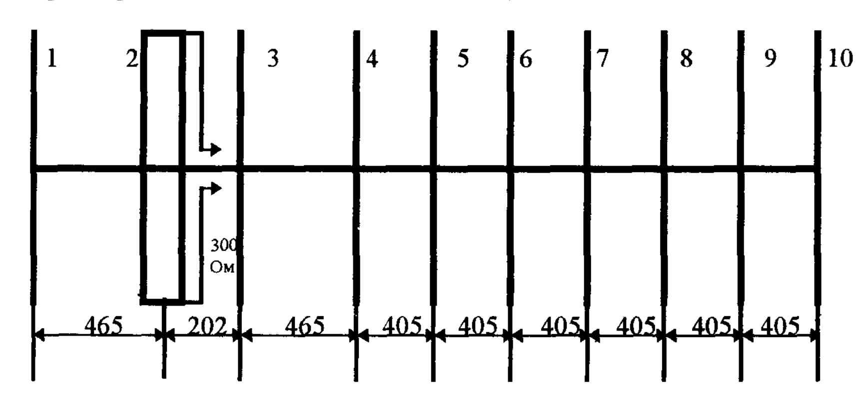


Рис. 5.46. Антенна "Дунайские волны"

Антенна "Капитан Немо"

С каждым годом растет число коротковолновиков, работающих над улучшением характеристик направленных антенн своих радиостанций. Одно из направлений этих работ - проектирование и постройка антенны с активным питанием двух и более элементов, в основу которых входит антенна ZLBEAM или ее разновидности - антенна HB9CV и логопериодические антенные системы. Интерес к ним, проявляемый радиолюбителями, не лишен оснований, т.к. при сравнительно небольших размерах антенн удается получить значения основных характеристик - коэффициента усиления, помехозащищенности и КСВ в широком интервале рабочих частот. Причем все это может быть достигнуто весьма простыми, доступными для радиолюбителей способами.

Автор пытает создать антенную систему из двух расположенных на одной траверсе четырехэлементных «волновых каналов» для диапазонов 20 и 15 м с активным питанием двух элементов. Это довольно простое конструктивное решение вопроса диапазонности антенны получено за счет некоторого ухудшения ее основных характеристик, особенно на диапазоне 15 м.

За основу описываемой антенны взята антенна NBSCV с добавлением двух пассивных элементов - рефлектора и директора. Попытки улучшить характеристики антенны NB9CV более простым способом (добавлением только одного директора) предпринимались радиолюбителем из г. Москвы А. Снесаревым в 1968 г., но оказались безуспешными. Возможная причина этого - отсутствие компенсации вносимого директором реактивного сопротивления в сбалансированную активную систему антенны. Поэтому автор добавил еще и рефлектор, считая такой способ компенсации вносимых сопротивлений более простым. Кроме того, изменена система фазирования питания и согласования. Новый ее вариант обеспечивает возможность заземления оплеток всех коаксиальных кабелей (питания и фазирования) по всей их длине, т.е. в любой точке. Подобная система питания и фазирования активных элементов антенны с помощью коаксиальных кабелей была описана в литературе.

Схема фазирования, симметрирования и согласования антенной системы приведена на рис. 1., а ее питание на рис. 5.47.

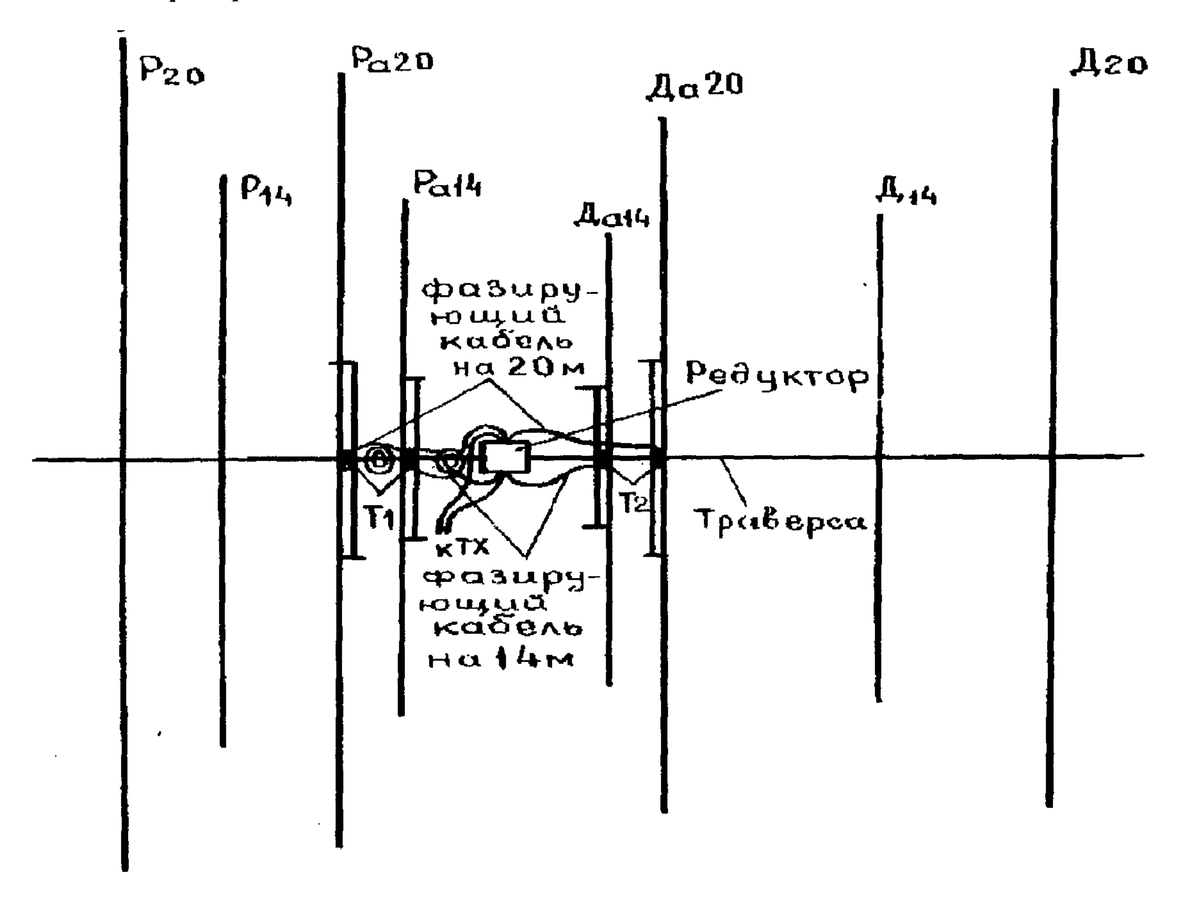
Антенну настраивают в два этапа. На первом, до подъема антенны, устанавливают начальные длинны всех вибраторов и согласующих линий. На втором этапе, регулируя длину вибраторов и согласующих линий, добиваются наилучших (заданных) диаграммы направленности и КСВ. Изменять расстояние между элементами на заключительном этапе не нужно - необходимый сдвиг фаз может быть получен изменением длины вибраторов.

Начальную длину (в метрах) можно рассчитать по формуле

$l_{pa} = 145 / f_0$,

где f_0 - средняя частота диапазона (МГц);

активного директора -



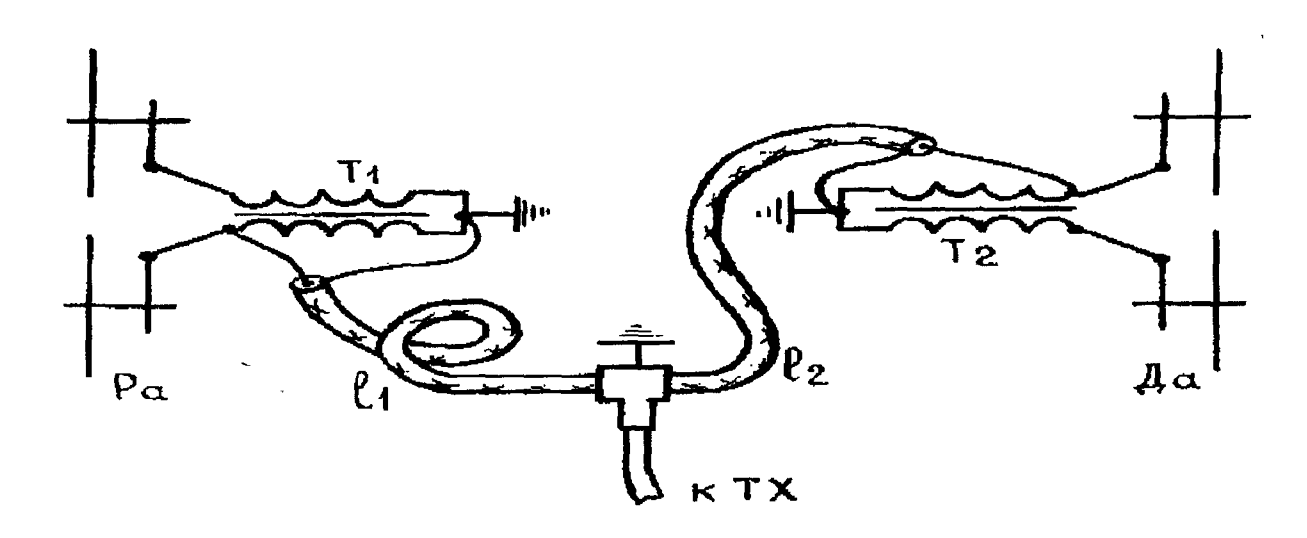


Рис. 5.47. Антенна «КАПИТАН НЕМО»

$l_{да} = \tau l_{ра}$,

где τ - коэффициент, определяющий отношение длин активных вибраторов (для данной антенны τ = 0,866);

рефлектора -

$l_р = 156{,}3 / f_н$,

где $f_н$ - нижняя частота диапазона (МГц);

директора -

$l_д = 136 / f_в$,

где $f_в$ - верхняя частота диапазона (МГц).

Расстояние (в метрах) между активными вибраторами определяют по формуле

$s_а = 37{,}6 / f_0$,

между активным и пассивным рефлекторами -

$s_р = 24{,}7 / f_н$,

между активным и пассивным директорами -

$s_д = (44...46) / f_в$.

Особенностью настройки данной антенны является поддержание постоянства параметра τ=0,886 при изменении длины активных вибраторов для перемещения минимального значения КСВ по диапазону. При увеличении τ сужается полоса антенной системы и незначительно возрастает коэффициент усиления, при уменьшении - резко падает коэффициент усиления, - расширяются полоса антенной системы и главный лепесток диаграммы направленности в плоскости E (в горизонтальной плоскости). Поэтому желательно поддерживать параметр τ в пределах 0,886 ...0,888.

Настройка пассивных вибраторов особенностей не имеет. Рефлектор настраивают по минимуму нежелательных излучений в направлениях, отличных от направления главного лепестка, директор - по заданной ширине этого лепестка в плоскости E по уровню -3 дБ. Чтобы увидеть результаты настройки пассивных вибраторов, необходимо всякий раз, когда изменяется длина одного из вибраторов, снимать диаграмму направленности антенны в плоскости E.

С чего начать настройку - с получения ли характеристики согласования КСВ = Ψ(f) или необходимой диаграммы направленности - принципиального значения не имеет. Надо только после ее окончания еще раз проверить диаграмму направленности и зависимость КСВ от частоты. Наиболее трудоемкой работой во время настройки антенны является снятие диаграммы направленности. Ее определяют только в ближней зоне с тем, чтобы исключить влияние отражения сигнала от ионосферы и изменение поляризации. Автор при этом использовал любительские радиостанции, расположенные в радиусе от 2 до 10 км от своей и оснащения антенными устройствами с соответствующей поляризацией и высотой установки. Испытываемая антенна работала в режиме передачи несущей частоты. Приемные радиостанции, фиксирующие силу сигнала, имели достаточный для работы диапазона, были оснащены хорошими S-метром или отградуированным аттенюатором. Сигналы измеряли через каждые 15° поворота исследуемой антенны. Данные, полученные от различных радиостанций, были усреднены, составлены таблицы, построены диаграммы направленности.

Изготовленная автором двухдиапазонная антенна имела следующие параметры.

Ширина главного лепестка диаграммы направленности в горизонтальной плоскости по уровню -3 дБ, градус, в диапазоне 20 м 15 м	 43...47 55...58
Подавление излучения во всех направлениях, отличающихся от главного, на средней частоте, дБ, не менее, на диапазоне 20 м 15 м	 - 30 - 24
Максимальное значение КСВ в рабочей полосе частот на диапазоне 20 м 15 м	 1,86 1,60

Как видно из приведенных данных, характеристики антенны в диапазоне 20 м значительно лучше, чем в 15-метровом. Причиной этому может быть сильное экранирующее действие близко расположенных на одной траверсе элементов антенны для диапазона 20 м. Но несмотря на это, антенна 15-метрового диапазона имеет хорошее согласование и позволяет уверенно работать в эфире с дальними корреспондентами. Характеристики же второй антенны не уступают соответствующим параметрам пятиэлементного «волнового канала» обычного типа.

34 - элементная АНТЕННА «БОСФОР» для диапазона 23 сантиметра

Английский радиолюбитель G8AZM предложил 34-элементную антенну типа «волновой канал» для диапазона 23 см. Ее размеры приведены на рис. 5.48 (1), а длина директоров в таблице 5.8.

Конструкция и размеры вибратора показаны на рис. 5.48 (а), рефлектора на рис. (б). Расстояние между рефлектором и вибратором 73 мм, между вибратором и первым директором 42,4 мм, между остальными директорами -57,7 мм.

Все элементы выполнены из медной проволоки диаметром 3,2 мм.

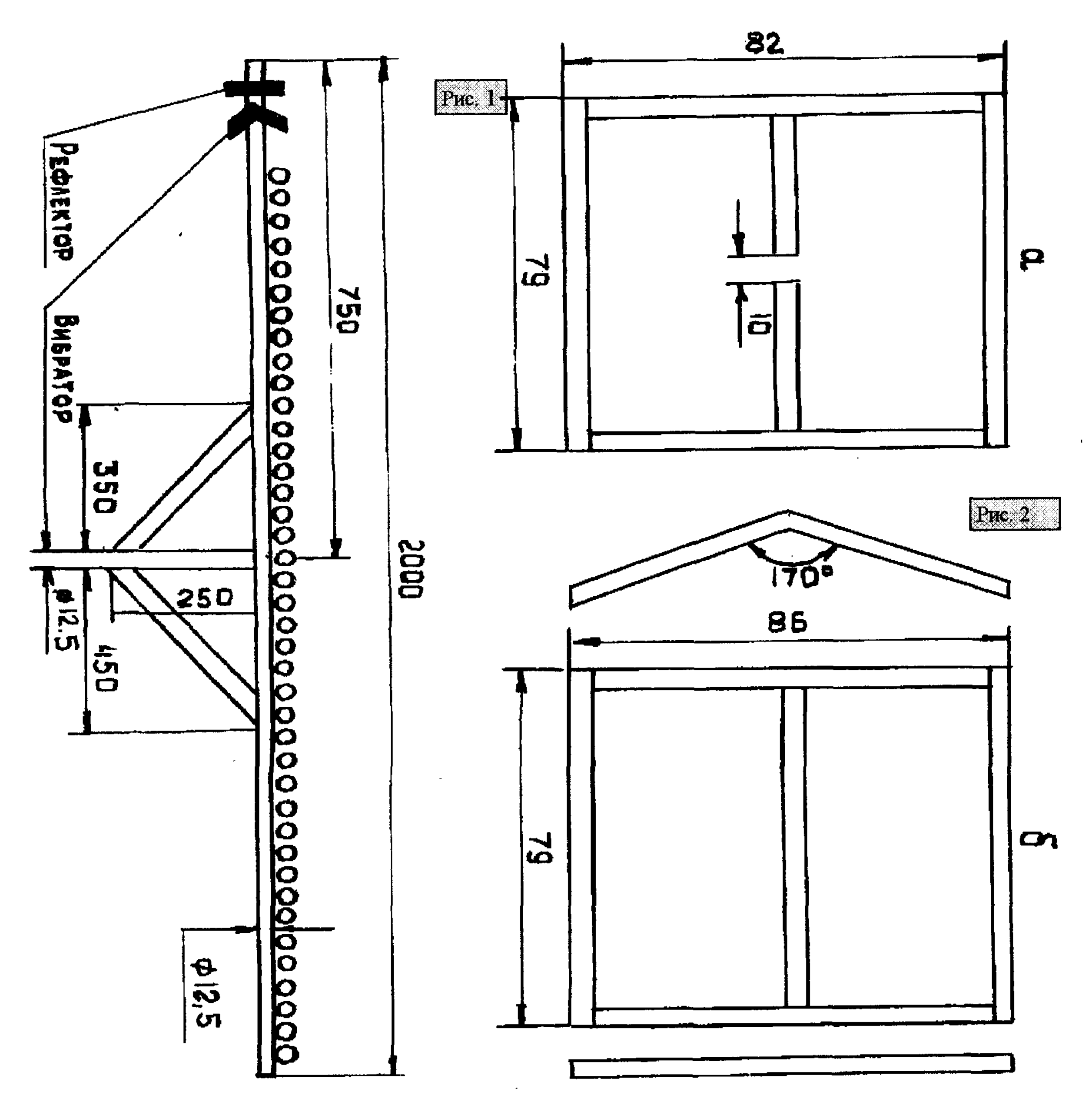


Рис. 5.48. Антенна "БОСФОР"

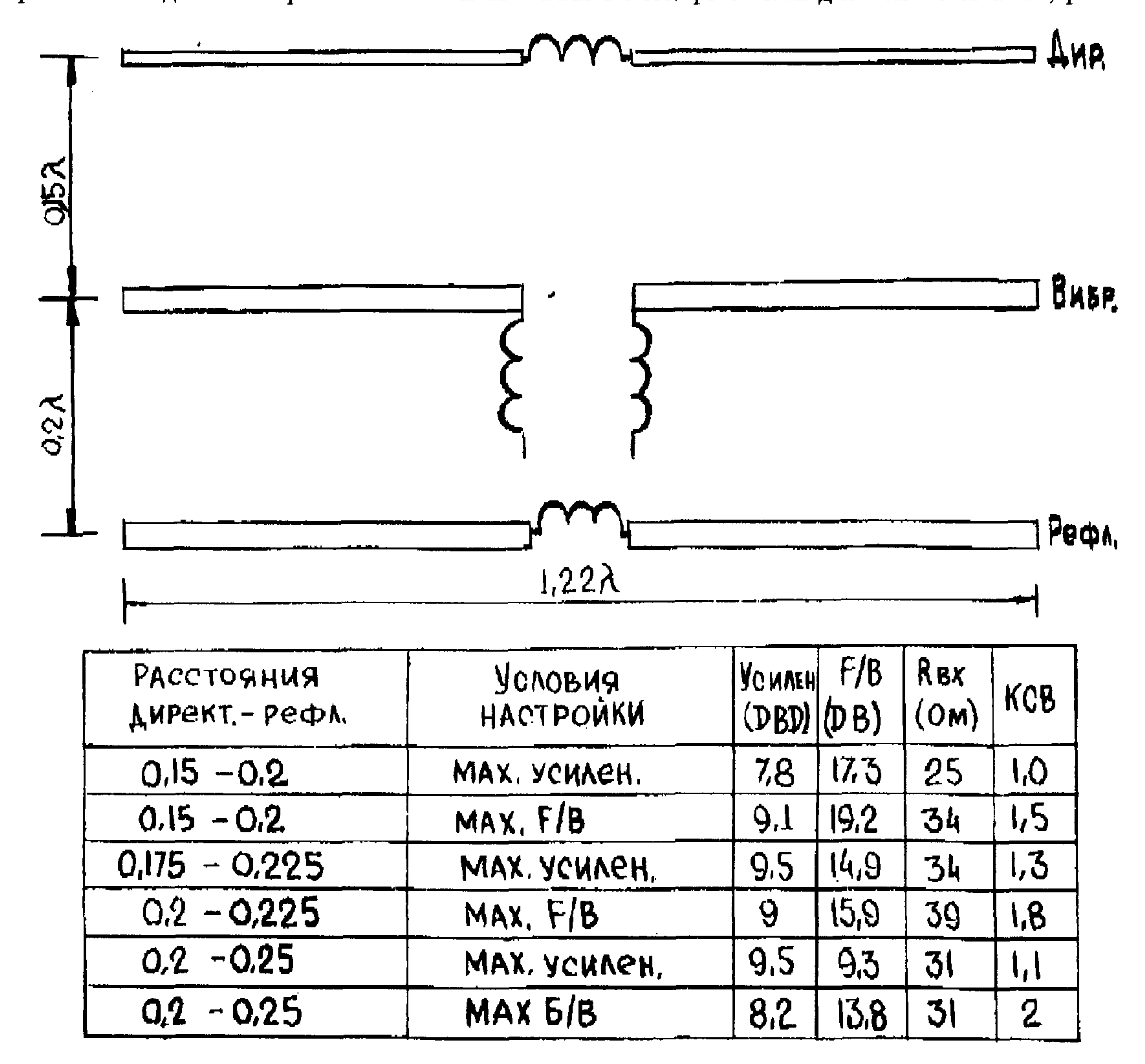
Таблица 5.8

Директор	Длина, мм	Директор	Длина, мм	Директор	Длина, мм
1	101,7	12	88,9	23	76,2
2	100,5	13	87,7	24	75,1
3	99,4	14	86,6	25	74,0
4	98,2	15	85,5	26	72,8
5	97,1	16	84,3	27	71,6
6	95,9	17	83,2	28	70,5
7	94,8	18	82,0	29	69,4
8	93,5	19	80,0	30	68,2
9	92,4	20	79,7	31	66,9
10	92,2	21	78,5	32	64,8
11	90,1	22	77,4		

Антенна питается с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом и подключается к фидеру через симметрирующее и трансформирующее устройство.

АНТЕННА "КОРАЛЛЫ БОЛЬШОГО РИФА"

Известно, что усиление антенны типа удлиненный двойной цеппелин на 3 дБ выше, чем у обычного полуволнового диполя. Используя этот принцип Ричард Фенвик K5RR провел исследование трехэлементной антенны с электрической длиной элементов, равной



Расстояния директ.- рефл.	Условия настройки	Усилен (DBD)	F/B (DB)	Rвх (Ом)	КСВ
0,15 - 0,2	MAX. усилен.	7,8	17,3	25	1,0
0,15 - 0,2	MAX. F/B	9,1	19,2	34	1,5
0,175 - 0,225	MAX. усилен.	9,5	14,9	34	1,3
0,2 - 0,225	MAX. F/B	9	15,9	39	1,8
0,2 - 0,25	MAX. усилен.	9,5	9,3	31	1,1
0,2 - 0,25	MAX Б/В	8,2	13,8	31	2

Рис. 5.49. Общие размеры антенны с удлиненными элементами

1,22λ. При этом он исследовал влияние расстояния между пассивными элементами на усиление антенны и соотношения излучения вперед/назад. Общие размеры антенны с удлиненными элементами показаны на рис. 5.49.

Антенну настраивают по максимуму излучения, которое может достигать 10 дБ по сравнению с полуволновым диполем. При этом несколько сужается полоса перекрытия в пределах допустимого КСВ значения КСВ. При настройке антенны по максимальному соотношению излучения вперед/назад, полоса перекрытия несколько увеличивается, но при этом возникают потери в усилении примерно 0,7 дБ.

В таблице (см. рис. 5.49) даны различные расстояния рефлектор-вибраптор и вибратор-директор, а также влияние различных расстояний при разных способах настройки на усиление антенны, соотношение излучения вперед/назад, КСВ и входного сопротивления антенны.

Настройка в резонанс элементов достигается с помощью контуров совместно с емкостями, подключенными параллельно. Резонансную частоту проверяют с помощью ГИРа. Записывается антенна коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом через широкополосный трансформатор.

АНТЕННЫ «ТАИНСТВЕННЫЙ ОСТРОВ»

В последнее время широкое распространение получили компьютерные программы для расчетов антенн типа «волновой канал». Эти программы позволяют оптимизировать размеры элементов и расстояния между ними для получения заданных параметров: усиления, соотношения вперед/назад, равномерность значения КСВ в полосе перекрываемых частот.

Наиболее известные программы это MININEC, YO, YAGINEC, ELNEC-программа, разработанная Дж.Деволдером (ON4UN). К антеннам, чьи характеристики оптимально просчитаны на компьютере относятся конструкции PV4, CC5, разработанные известными коротковолновиками W2PV и K8CC.

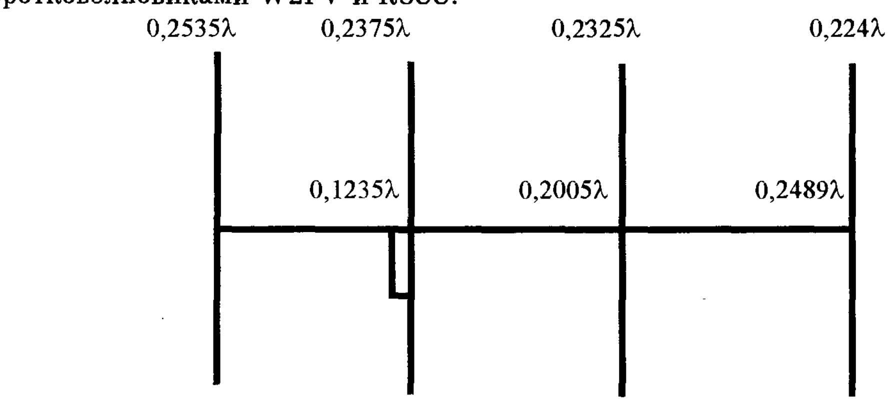


Рис. 5.50. Общие размеры антенны PV4.

На рис. 5-50 показаны общие размеры антенны PV4. Усиление антенны - 9дБ по отношению к полуволновому диполю, соотношение излучения вперед/назад - не хуже 25 дБ, достигая значения 100 дБ на резонансной частоте. Антенна PV4 достаточно широкополосна и сохраняет свои рабочие характеристики в полосе 350 кГц. На рис. 5.51 и 5.52 даны размеры для диапазонов 21 и 28 МГц.

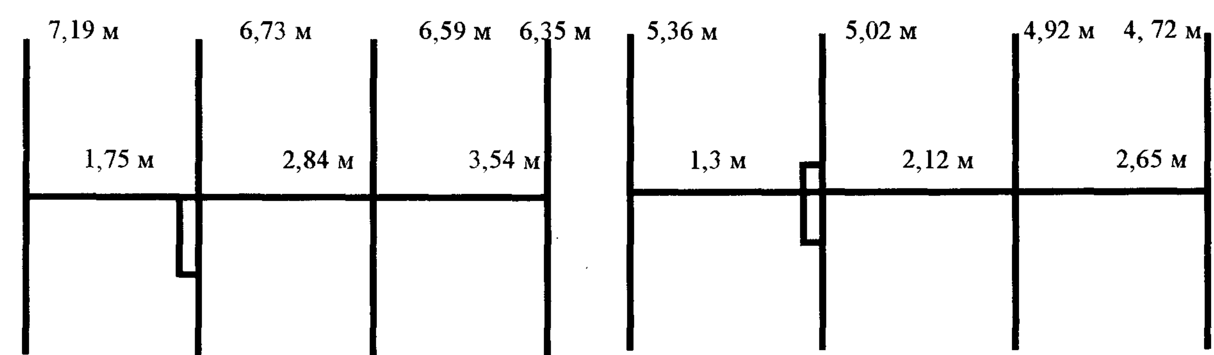


Рис. 5.51. Размеры антенны для 21 МГц

Рис. 5.52. Размеры антенны для 28 МГц

АНТЕННА «ФЛОРИДА» - (на 28 МГц)

Антенна сконструирована SPICLY Конструкция проста и не требует дефицитных материалов. Настройка антенны (рис. 5.53) сводится к подстройке конденсатора с 1 до минимума КСВ. Максимальная емкость С1-100 пФ, вместо него можно использовать разомкнутый на конце отрезок коаксиального кабеля.

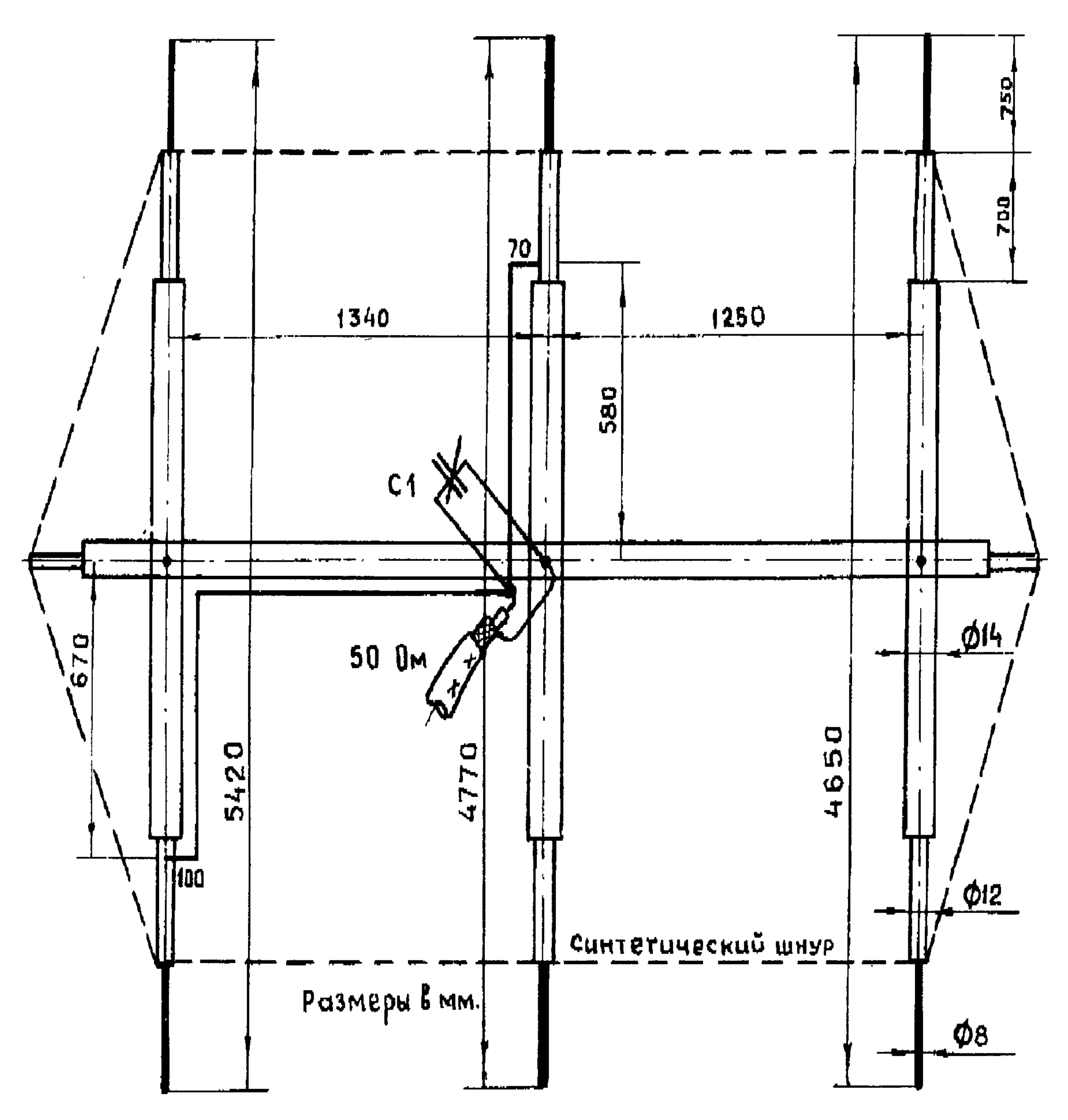


Рис. 5.53. Антенна «ФЛОРИДА»

АНТЕННА «БАЛКАНЫ» - на 28 и 144 МГц

Для эффективной работы в диапазоне 28 и 144 МГц необходимы вращающиеся направленные антенны (рис. 5.54(1), 5.55). Однако применять на радиостанции две раздельные антенны такого типа обычно не представляется возможным. Поэтому автором была предпринята попытка совместить антенны обоих диапазонов, выполнив их в виде единой конструкции.

Двухдиапазоная антенна представляет собой двойной квадрат на 28 МГц, на несущей траверсе которого укреплен девятиэлементный волновой канал на 144 МГц. Как показала практика, из взаимное влияние друг на друга незначительно. Влияние волнового канала компенсирован некоторым уменьшением периметров рамок «квадрата». Квадрат же,

на мой взгляд улучшает параметры волнового канала, увеличивая усиление и подавление обратного излучения.

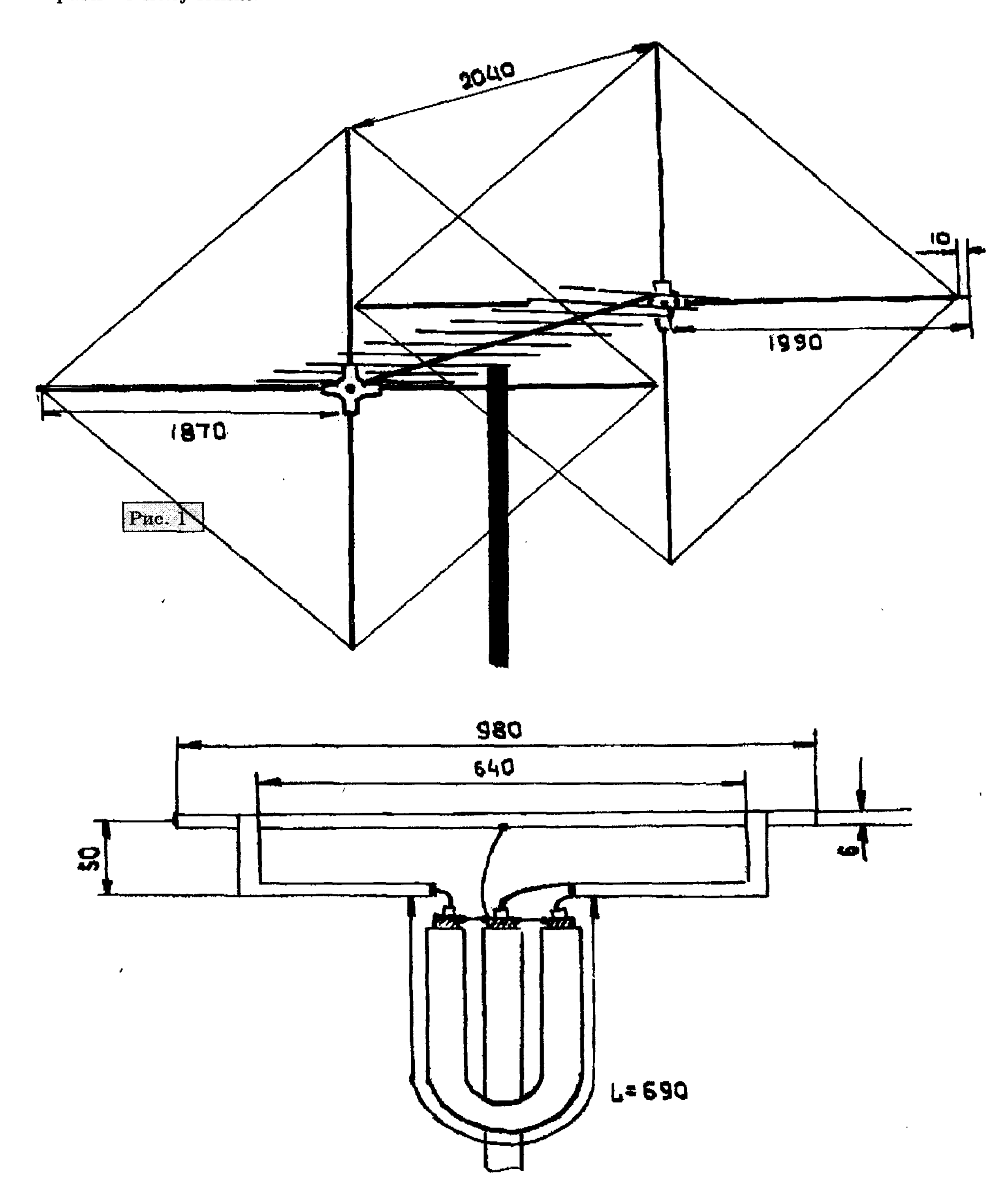


Рис. 5.54. Антенна «БАЛКАНЫ»: (рис. 1) - общий вид антенны, (рис. 2) - включение фидера волнового канала.

Питаются антенны с помощью фидеров из 75-омного коаксиального кабеля. Фидер «квадрата» включен в разрыв нижнего угла рамки вибратора. Небольшая асимметрия при таком включении вызывает лишь незначительный перекос диаграммы направленности в горизонтальной плоскости и не сказывается на остальных параметрах. Фидер волнового канала включен через симметрирующее U-колено (рис. 2). Как показали измерения, КСВ в фидерах обеих антенн не превышает 1,1.

Мачта антенны может быть выполнена из стальной или дюралюминиевой трубы диаметром 35-50 мм. К мачте прикреплен редуктор, совмещенный с реверсивным двигателем. К фланцу редуктора с помощью двух металлических накладок болтами М5 привинчена траверса «квадрата», изготовленная из сосновой древесины. Сечение траверсы 40×40 мм. На ее концах укреплены крестовины, которые поддерживают восемь деревянных шестов «квадрата» диаметром 15-20 мм. Рамки выполнены из голого медного провода диаметром 2 мм (можно применить провод ПЭВ2 1,5-2). Периметр рамки рефлектора - 1120 см, вибратора 1056 см.

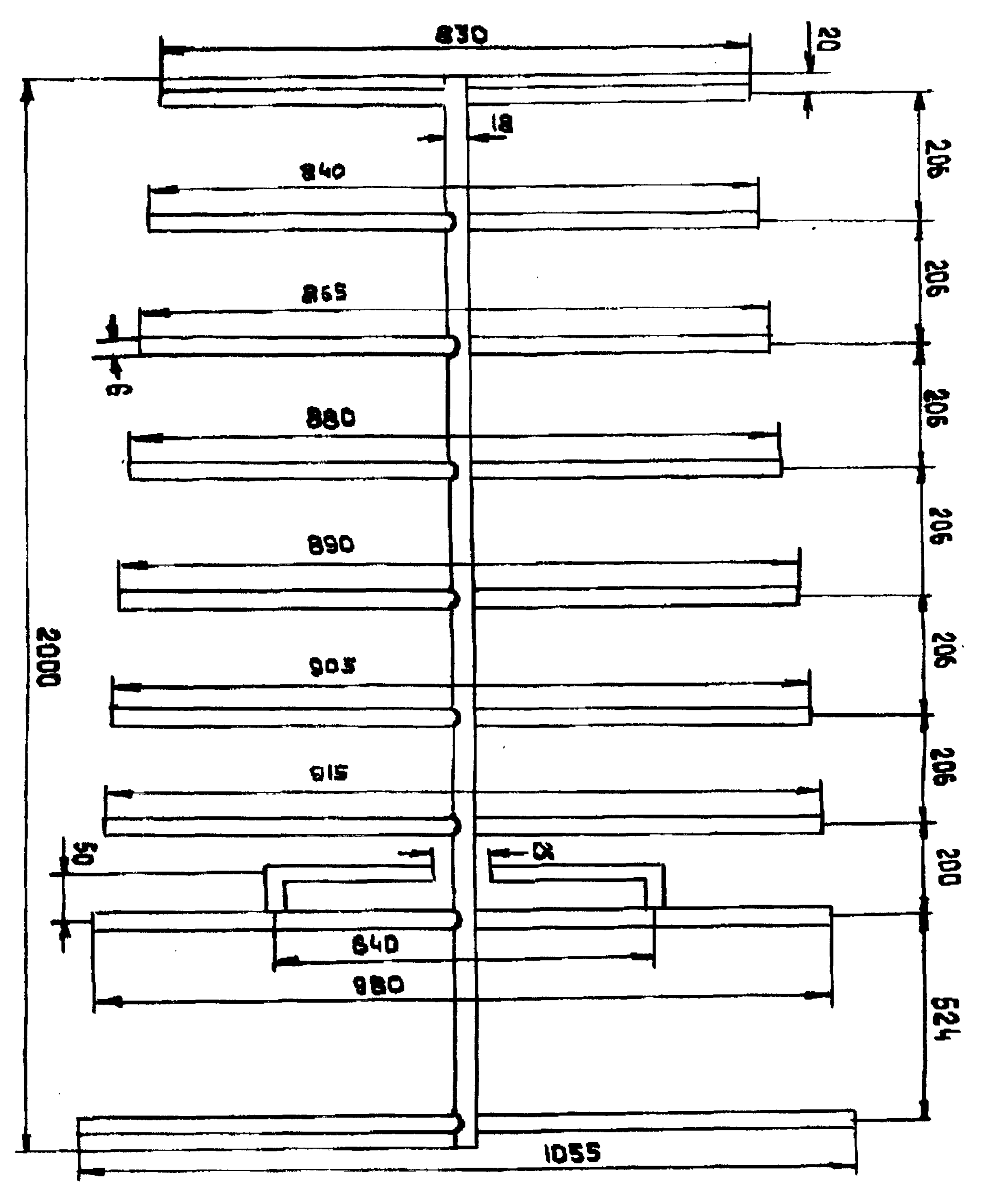


Рис. 5.55. Размеры антенны "БАЛКАНИ"

Волновой канал может быть выполнен из медных или латунных трубок или прутков. Его траверса укреплена на траверсе «квадрата» при помощи двух скоб.

Настройка антенны не имеет особенностей. При точном повторении рекомендуемых размеров она может и не потребоваться.

Антенна на протяжении нескольких лет работы на радиостанции RA3XAQ показала хорошие результаты. На 144 МГц было проведено немало DX связей - с Брянском, Москвой, Рязанью, Смоленском, Липецком, Владимиром. На 28 МГц в общей сложности установлено более 3,5 тысяч QSO, среди них с VP8, CX, LU, VK, KW6, ZD9. Конструкция двухдиапазонной антенны была трижды повторена радиолюбителями Калуги (RA3XAC, RA3XAS, RA3XCA и также получила положительные оценки.

АНТЕННА "СТАМБУЛ"

Директоры

Излучатель

Рефлектор

890 (291)

895 (292,6)

899,5 (294,2)

904 (295,8)

909 (297,4)

914 (229)

663 (222) | 663 (222) | 663 (222) | 445 (149) | 838 (279) | 400 (133) | 533 (178)

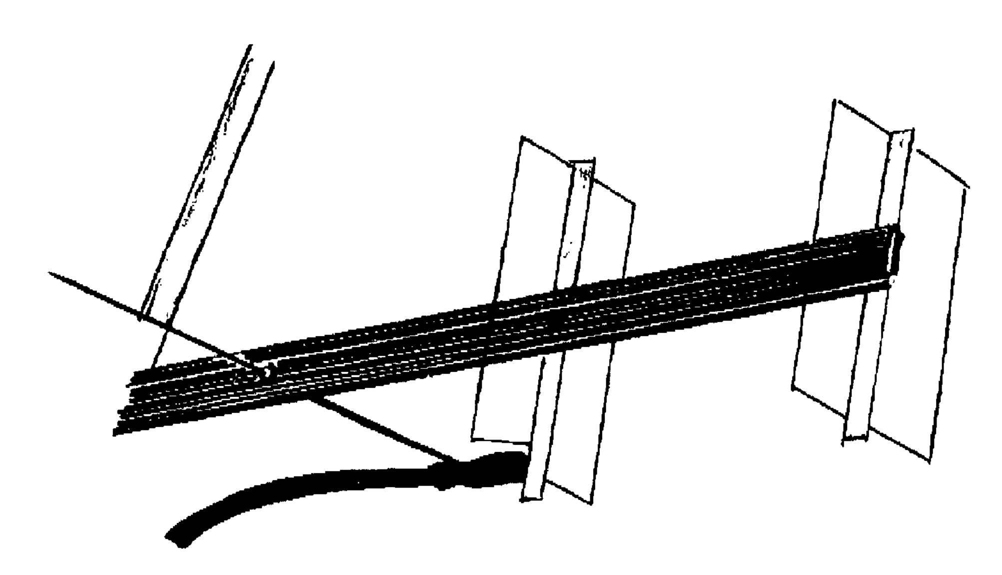


Рис. 5.56. Антенна «СТАМБУЛ»

Из-за малого входного сопротивления активных элементов «волновых каналов» для их питания используют различные согласующие устройства. Настройка таких устройств в диапазоне УКВ без соответствующей измерительной аппаратуры обычно приводит к тому, что коэффициент направленного действия «волнового канала» оказывается существенно меньше расчетного. Американский радиолюбитель K6YNB заменил в восьмиэлементном «волновом канале» УКВ диапазона рефлектор и активный элемент на рамки. Поскольку в этом случае входное сопротивление активной рамки близко к 50 Ом, то оказалось возможным питать антенну через коаксиальный кабель без согласующих устройств. Измерения, проведенные на нескольких экземплярах антенн для диапазонов 144 и 430 МГц, показали, что КНД таких антенн (без дополнительных настроек) получается близким к расчетному для «волновых каналов» с соответствующим числом элементов. Описываемая антенна получила название «QUAGI» (QUAD +YAGI) - «квадрат» + «волновой канал»).

На (рис. 5.56) приведены размеры элементов и расстояние между ними для восьмиэлементных «QUAGI» на рабочие частоты 144,5 и 432 МГц (указаны в скобках). Рамки имеют форму квадрата. Периметр рефлектора для диапазона 144 МГц - 2200 мм, активной рамки - 2083 мм, для диапазона 430 МГц - соответственно 711 и 676 мм.

Траверсу, на которой крепят элементы антенны, можно изготовить из дерева, а распорки для крепления рамок - из органического стекла.

Коаксиальный кабель присоединяют к активной рамке симметрирующего устройства в середине ее нижней стороны. Как отмечает K6YNB, применение в такой антенне симметрирующего устройства не дает заметного эффекта. Кроме того, нередко на практике дополнительные потери в симметрирующем устройства оказываются выше, чем выигрыш от симметрирования питающей линии. В нижней части рисунка показана часть антенны для диапазона 432 МГц.

АНТЕННА «ГАЛИНА» - (на 7 МГц)

Для радиолюбителей, желающих построить эффективную антенну диапазона 40 м можно рекомендовать конструкцию, показанную на рис. 5.57.

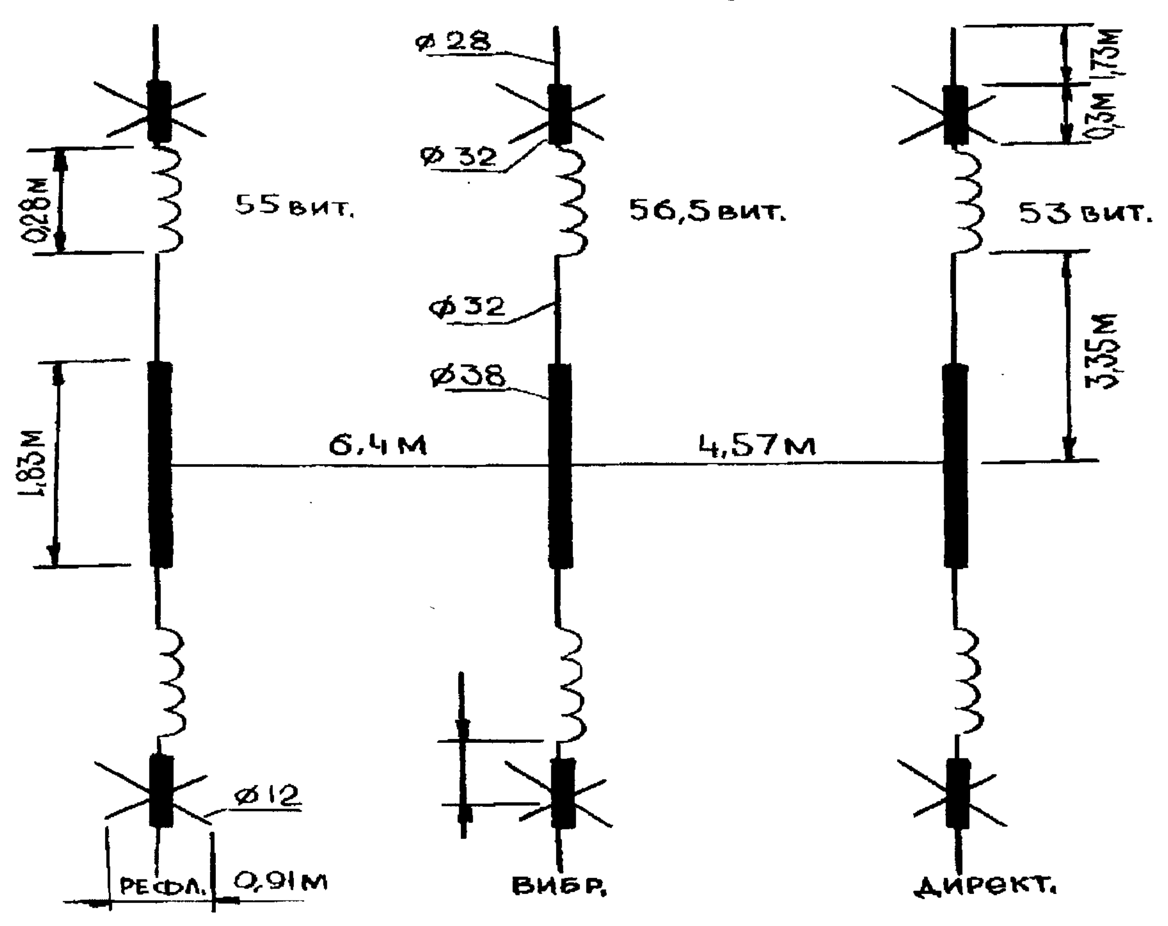


Рис. 5.57. Антенна *«ГАЛИНА»*

Имея характеристики несколько хуже, чем у полноразмерного трехэлементного волнового канала, данная конструкция антенны имеет длину элементов такую же, как у волнового канала на 20-метровый диапазон.

Укорочения длины элементов удалось достичь за счет применения удлиняющих катушек и емкостных элементов, выполненных в виде перекрещивающихся трубок, которые тоже увеличивают электрическую длину элементов. Запитывается антенна коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом через согласующее устройство в виде катушки индуктивности, включенной в середине вибратора, который разделен пополам изолирующей втулкой (плексиглас, оргстекло). Катушка индуктивности выполнена из медной проволоки диаметром 6 мм и содержит 7 витков. Длина намотки - 10 мм, диаметр намотки 56 мм.

Настраивают на антенну с помощью перемещения емкостных нагрузок относительно катушек индуктивности для достижения максимального соотношения излучения вперед-назад, которое должно быть не хуже 25 дБ.

Изменением индуктивности катушки, включенной в разрыв вибратора, добиваются минимального КСВ на резонансной частоте. Все элементы антенны выполнены из дюралевых труб одинаковой длины, желательно использовать трубы диаметром 36, 32 и 30 мм.

Для радиолюбителей, имеющих возможность и желающих построить волновой канал для диапазона 80 м, ниже приводятся расчетные данные для двух и трехэлементной антенны:

	Вибратор	Директор	Рефлектор
2 эл. Волновой канал	0,4705λ		0,4937λ
3 эл. Волновой канал	0,4896λ	0,4690λ	0,4980λ
Расстояние между элементами 0,15λ.			

АНТЕННЫ «ЗВЕЗДЫ АМЕРИКИ» - (на 10,15,20 м)

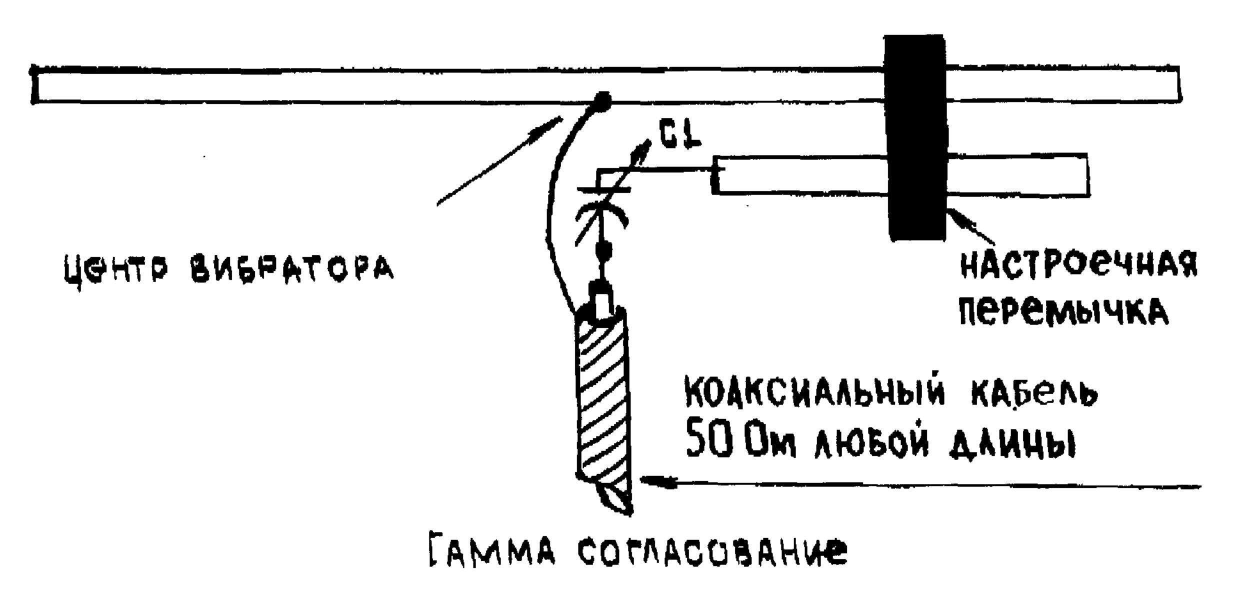
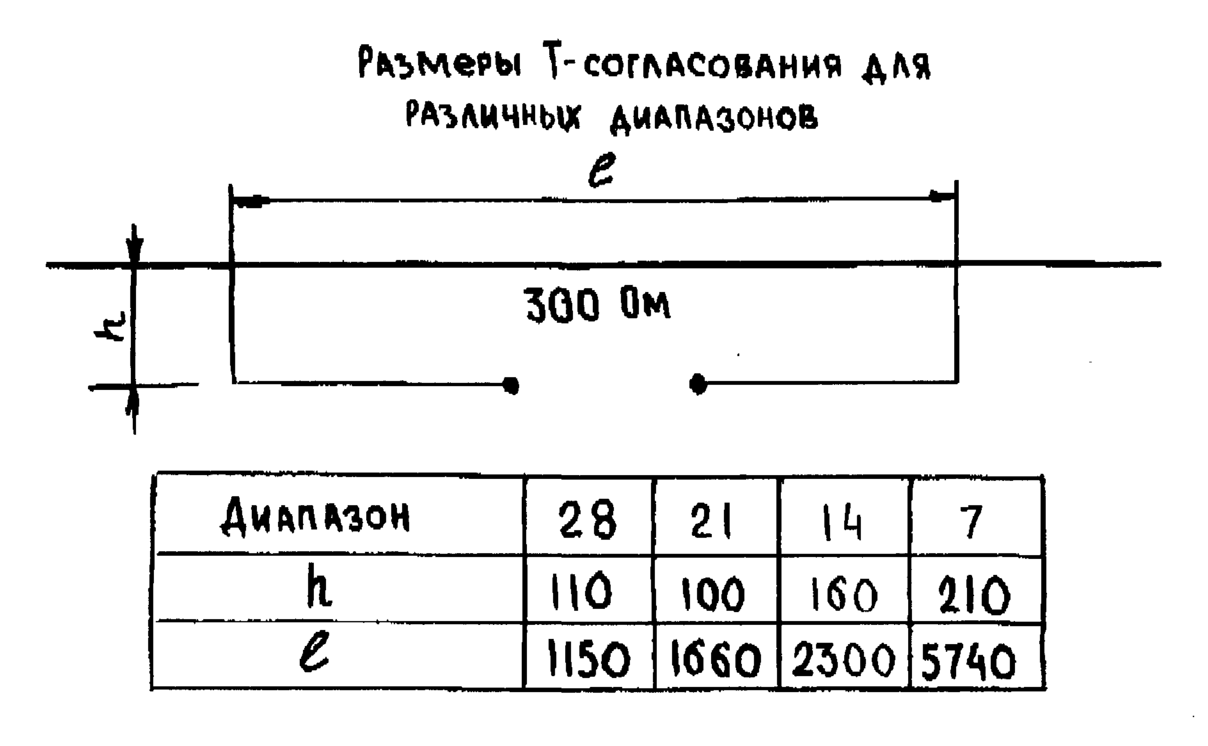


Рис. 5.58. Способ запитки вибратора антенны с помощью гамма - согласования

Способ согласования, позволяющий равномерно распределить энергию от питающего кабеля к вибратору, показан на рис. 5.59. и называется Т-согласование. Следует учесть, что входное сопротивление в точках запитки коаксиальным кабелем равно 300 Ом, поэтому для запитки коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом следует применять полуволновую петлю, выполненную из коаксиального кабеля с таким же волновым сопротивлением. Расчетная длина полуволновой петли, обеспечивающей коэффициент трансформации 4:1 должна быть умножена на коэффициент укорочения - 0,66.



Диапазон	28	21	14	7
h	110	100	160	210
l	1150	1660	2300	5740

Антенна DB 33 фирмы Wilson

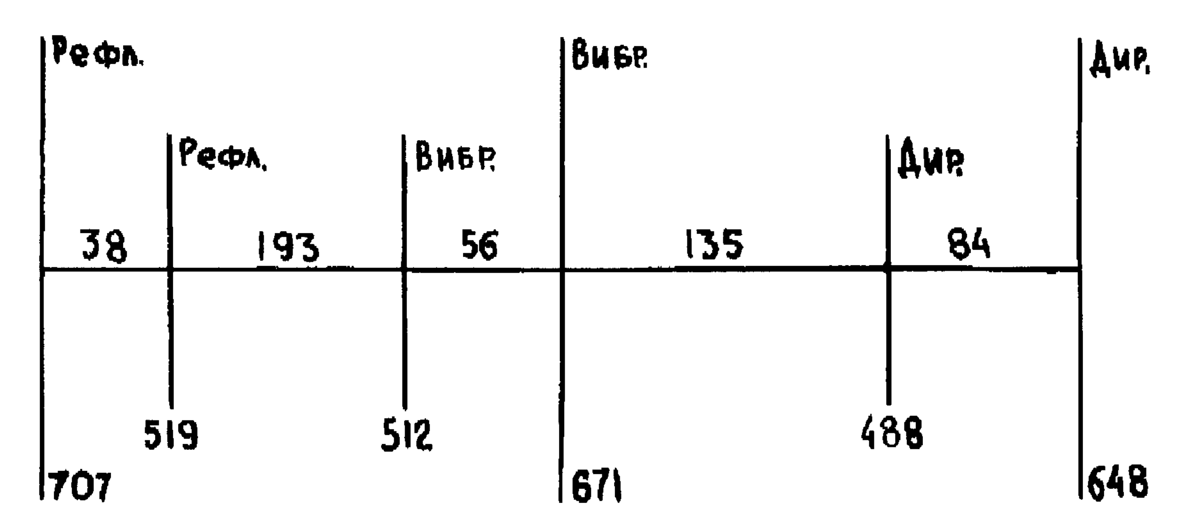


Рис. 5.59. Способ согласования, позволяющий равномерно распределить энергию от питающего кабеля к вибратору и Антенна DB 33.

Известная американская фирма «Wilson Electronics», которая производит антенны для радиолюбителей, разработала двухдиапазонные антенны типа DB 33, DB 43, DB 54.

Антенна DB 33 представляет собой два трехэлементных волновых канала оптимально расположенных на одной траверсе, рассчитанных для диапазона 15 и 10 м.

Размеры антенны DB 33 показаны на рис. 5.59.

Антенны могут быть запитаны отдельными коаксиальными кабелями или одним, и использованием коаксиального реле для подключения к одной из двух антенн. Характеристики антенны ДВ 33 такие же, как и у обычного трехэлементного волнового канала.

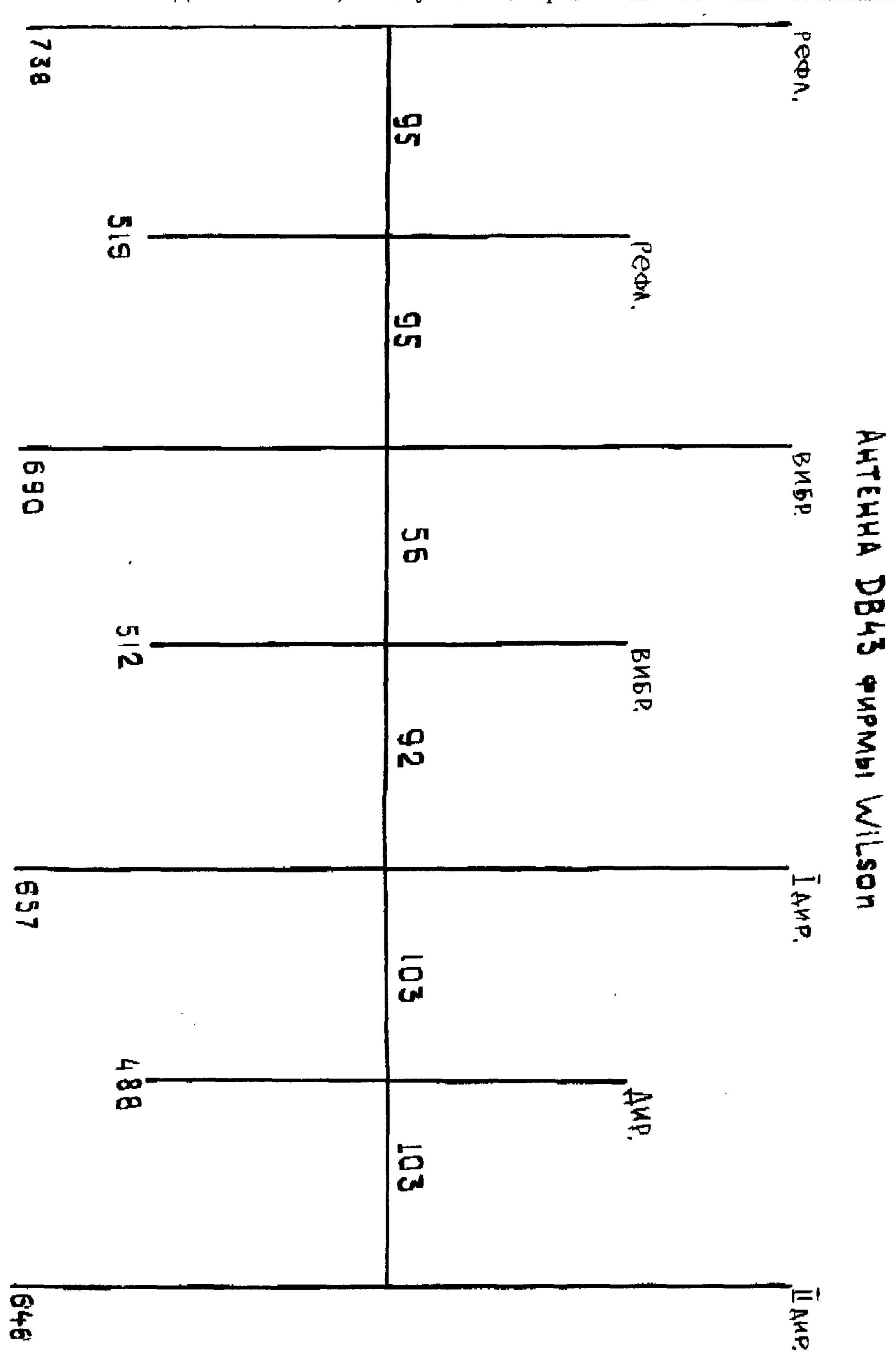
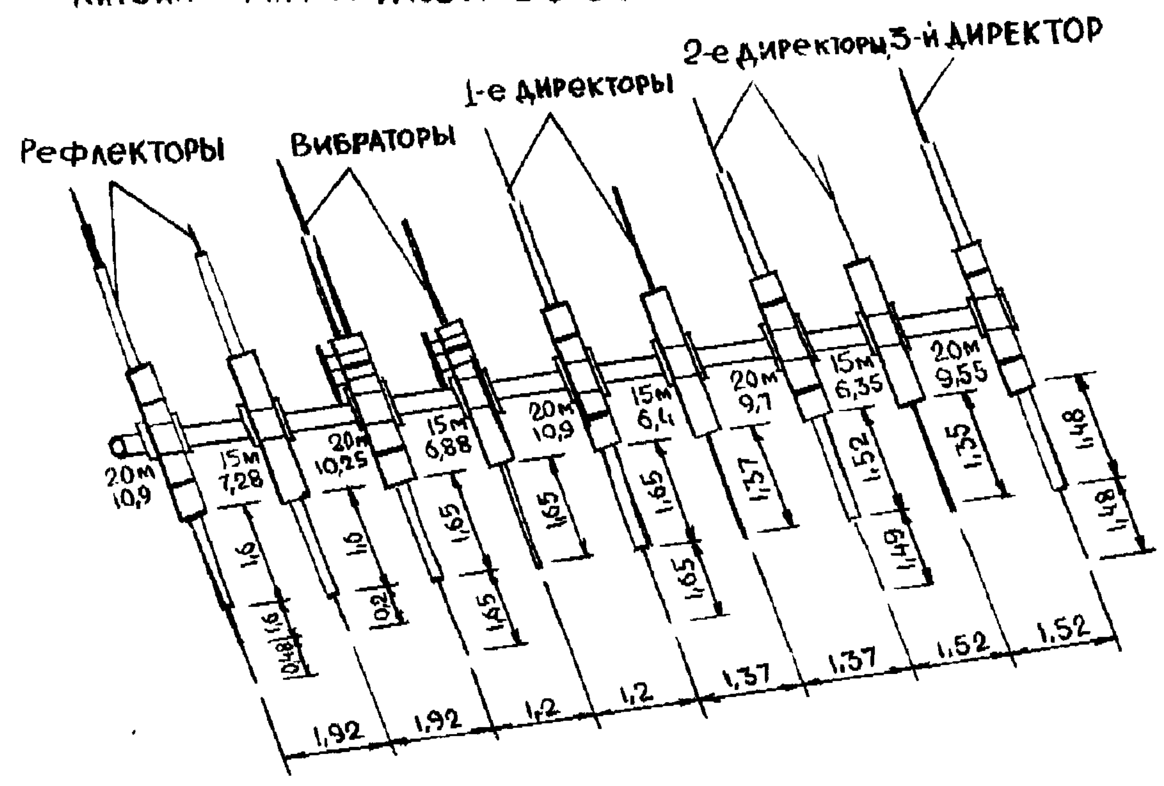


Рис. 5.60. Антенна DB 43



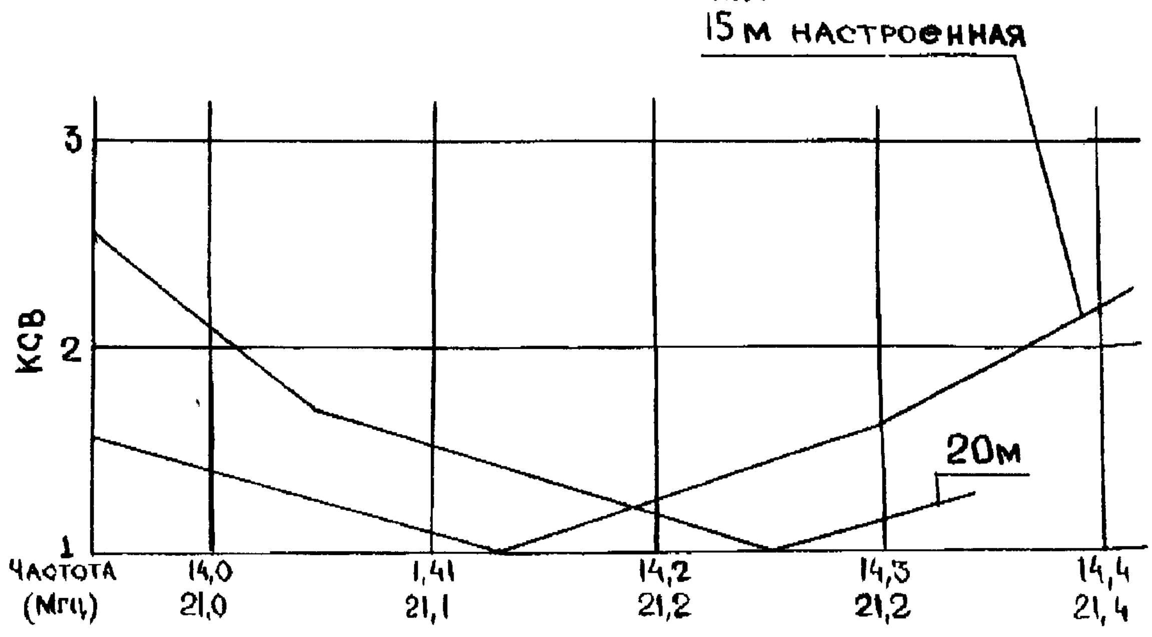


Рис. 5.61. Антенна DB 54 и графики КСВ антенны на 15 и 20 м

АНТЕННА «ПАЛЕЦ ДЬЯВОЛА»

Фирме «Wilson Eltctronics» удалось оптимально разместить три элемента для диапазона 10 м, максимально ослабив взаимное влияние двух антенн.

Размеры антенны DB43 показаны на рис. 5.60.

АНТЕННА «КОЛЬЦО САТУРНА»

Последней разработкой фирмы явилась двухдиапазонная антенна ДВ54, предназначенная для работы на диапазонах 20 и 15 м .

Четырехэлементный волновой канал на диапазон 15 м оптимально расположен на одной траверсе с 5-элементным волновым каналом на диапазон 20 м.

Характеристики антенны такие же, как и обычного 5 и 4-элементного волнового каналов. Размеры антенны DB54 показаны на рис. 5.61, а ниже, на том же рисунке показан график значений КСВ для диапазонов 20 и 15 м.

АНТЕННА «БАХЧИСАРАЙ» - (на 20, 15 и 10 метров)

Принцип работы антенны. В большинстве разработанных трехдиапазоных антенн применяются фильтр пробки (трапы) (рис. 6.61-(1)). Недостатками таких антенн, по сравнению с однодиапазонными полноразмерыми волновыми каналами, является то, что для диапазонов 14 и 21 МГц элементы имеют меньшую длину, чем полноразмерные, что приводит к уменьшению усиления и сужению рабочей полосы как с точки зрения КСВ, так и отношения вперед/назад.

Для устранения этих недостатков при конструировании данной антенны был применен «трехдиапазонный элемент», предложенный VK2AOU, особенностью которого является то, что при работе на каждом диапазоне работает вся длина элемента. Для получения резонанса на трех различных частотах (14, 15, 21, 25 и 28,6 МГц) одновременно и без переключения катушек или изменения емкости конденсаторов, необходимо три индуктивности и три емкости соединить, как показано на рис. 1, где L_p - индуктивность контура с параллельным резонансом, C_p - емкость контура с параллельным резонансом, L_S - индуктивность контура с последовательным резонансом, C_S - емкость контура с последовательным резонансом.

Установкой значений трех индуктивностей и трех емкостей можно получить три одновременных резонанса в нужно диапазоне частот.

В приведенной схеме последовательный контур L_S, C_S может быть заменен для получения трехдиапазонного элемента половинками диполя (рис. 2).

В этом случае имеем схему, где два параллельным контура, настроечные на разные частоты и включенные последовательно друг с другом, включены в середину элемента.

Резонансные контуры не настроены на рабочие частоты антенны, и в этом смысле их не нужно путать с фильтрами пробками диполя типа W3DZZ. Такой «трехдиапазонный элемент» может быть любым элементом волнового канала (вибратором, рефлектором или директором).

В диапазоне 14 МГц антенна (рис. 4) имеет три полноразмерных элемента. На диапазоне 21 МГц длина элемента составляет 0,75λ, а на 28 МГц - полную длину волны, что в результате дает для диапазонов 21 и 28 МГц отличное усиление.

Для улучшения отношения вперед-назад, а также широкополосности, в данной антенне применено активное питание рефлектора, что позволило одновременно уменьшить угол излучения в вертикальной плоскости.

Так как антенна питается одним кабелем, необходимо, чтобы на всех трех диапазонах входное сопротивление было приблизительно одинаковым. Для этого на 21 и 28 МГц добавлены согласующие элементы, понижающие входное сопротивление антенны на этих диапазонах.

На диапазоне 21 МГц введен активно питаемый вместе с вибратором согласующий элемент. Резонансные частоты согласующего элемента и вибратора соответственно выше и ниже частоты 21,25 МГц, подобно тому, как это имеет место в диапазонном фильтре. Согласующий элемент на 28 МГц пассивный и работает еще как дополнительный директор.

Симметрирование этой антенны производится простейшим из известных способов - коаксиальный кабель перед соединением с антенной имеет 6 витков диаметром 20 см и работает как высокочастотный дроссель (рис. 3). Применение популярных симметрирующих устройство 1:1 на ферритовых кольцах не рекомендуется, так как было выявлено, что эти устройства могут вносить некоторую расстройку антенны.

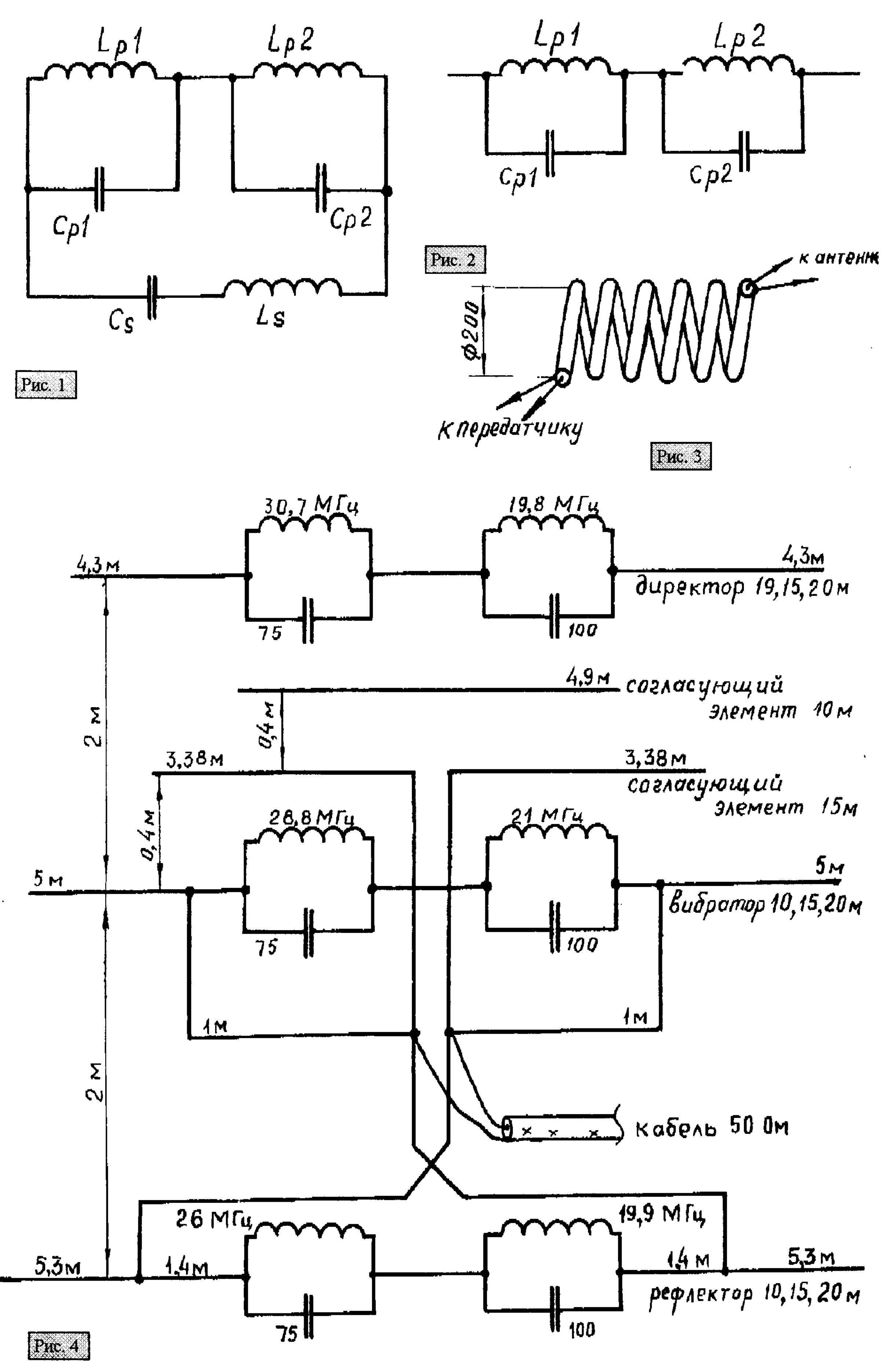

Lp1
Lp2
Cp1
Cp2
Cs
Ls
Рис. 1
Lp1
Lp2
Cp1
Cp2
Рис. 2
к антенне
Ф200
К передатчику
Рис. 3
30,7 МГц
19,8 МГц
4,3 м
4,3м
директор 19,15,20 м
75
100
4,9 м
согласующий элемент 10 м
2 м
0,4 м
3,38 м
3,38 м
согласующий элемент 15 м
28,8 МГц
21 МГц
5 м
5 м
вибратор 10,15,20 м
75
100
1 м
1 м
кабель 50 Ом
26 МГц
19,9 МГц
5,3 м
1,4 м
1,4 м
5,3 м
рефлектор 10,15,20 м
75
100
Рис. 4

Рис. 5.61-1.

Преимущества описываемой антенны.

- полная длина элементов для диапазонов 20 м и, следовательно, оптимальное усиление, сравнимое с однодиапазонной трехэлементной антенной волновой канал;
- отличное значение отношений «вперед-назад»;
- большое входное сопротивление по сравнению с антеннами, укороченными применением «трапов»;
- применение дополнительных согласующих элементов достигается, кроме большей широкполосности, хороший, мало зависящий от высоты КСВ;
- рабочая длина бума антенны всего 4 м.

Механическая конструкция.

Элементы антенны, контура, Т-согласователи и фазосдвигающая линия смонтированы на трех стеклотекстолитовых пластинах размером 340×160 мм и толщиной 8 мм. Эти пластины, в свою очередь, крепятся к хомутам, которые одеваются на бум.

Элементы выполнены из дюралевых труб диаметром 30×2, диаметром 25×2, диаметром 20×1 и диаметром 15×1, последовательно состыкованных друг с другом. Если применяемый диаметр труб элементов отличается на 20-25 % от приведенных в описании, то корректировки длины элементов не требуется. Бум изготовлен из дюралевой трубы диаметром 45×3 мм.

Контура выполнены из двух параллельно расположенных дюралевых трубок диаметром 12 мм с простейшими цанговыми зажимами на концах, куда вставляются закорачивающие дугообразные перемычки из алюминиевого прутка диаметром 7 мм, изменяя длину которых можно изменять индуктивность контуров. Индуктивность контуров можно также выполнить без цанговых зажимов, в виде петли из илюминиевого прутка с закорачивающей перемычкой шириной 20-25 см. Длина петли этом должна быть 400-450 мм.

Конденсаторы контуров выполнены из отрезков коаксиального кабеля РК-50-7-15. Необходимо принять меры против попадания влаги под оплетку кабеля. Эти отрезки кабеля располагаются внутри трубок элементов, но при этом нужно обязательно соблюдать условие, чтобы центральные жилы их соединялись вместе, а оплетки присоединялись к соответствующим половинкам элемента.

Вместо конденсаторов из отрезков коаксиального кабеля можно применить постоянные конденсаторы типа К15У-1, но при этом, возможно, нужно будет немного скорректировать длину элементов, предусмотрев на концах элементов передвигающиеся вставки.

Фазосдвигающая линия изготовлена из двух одинарных алюминиевых проводов диаметром 5 мм в изоляции. Расстояние между проводами линии в пределах 50 - 25 мм и выдерживается на всем протяжении линии между вибратором и рефлектором с помощью четырех изолирующих распорок.

В точке перекрещивания линии на буме установлена стоечка, на которой крепится линия. Все контактные болты и гайки применяются из нержавеющей стали или хромированные, а перемычки и хомутики из дюраля. Центральный узел антенны показан на рис. 5.

Порядок настройки

На открытой площадке устанавливаем антенну на высоте 3-4 метра над землей. На расстоянии 10-20 м по обе стороны от антенны натягиваем диполи с измерителями напряженности поля, между передатчиком и антенной включаем КСВ-метр.

Перед настройкой антенны ГИР-ом настраиваем контура, обязательно предварительно отсоединив от элементов. После настройки контуров восстанавливается соединение контуров с элементами и ведется настройка антенны в следующей последовательности:

1. Передатчик настраиваем на 21,450 МГц. Большей петлею на директоре устанавливаем максимальное отклонение на индикаторе в направлении излучения при одновременном контроле излучения назад, которое должно быть наименьшим. КСВ может быть в пределах 1,3-1,5.

С удлинением петли расчет и КСВ, необходимо установить компромисс, так как на 21,450 МГц уже практически не работают. Усиление по направлению к середине диапазо-

на возрастает. При оптимальной настройке КСВ на 21,450 МГц 1,2 на частотах 21,800 МГц и 20,400 МГц КСВ= 2.

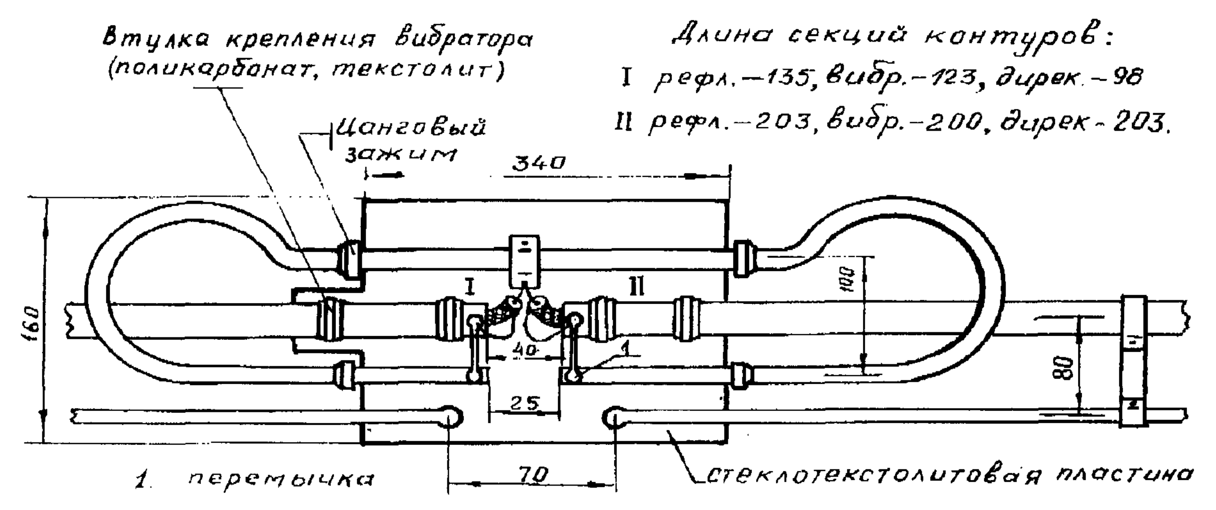


Рис. 5.61-1(5). Центральный узел антенны

2. Большей петлею на рефлекторе - изменением ее длины устанавливаем отношение вперед-назад так, чтобы оно приблизительно соответствовало данным таблицы 5.8.

Таблица 5.8

МГц	21,0	21,1	21,2	21,3	21,4	21,45
дБ	18	22	26	24	22	22

Таблица 5.9

МГц	28,0	28,2	28,4	28,6	29,0	29,4	29,7
дБ	1,2	1,1	1,1	1,4	1,8	1,3	1,9

3. Согласующий элемент на 21 МГц отрегулируем на наименьший КСВ. Оптимальная длина 6750 ± 20 мм.

4. Настраиваем передатчик на 28,000 МГц. Меньшей петлею на рефлекторе устанавливаем КСВ от 1,1 до 1,5. Настраиваем передатчик на наивысшую частоту, которую предполагаем использовать - 29,000 МГц или, например, 29,700 МГц. Меньшей петлею на директоре настраиваем антенну на наибольшее излучение вперед.

Пассивным директором на 10 м (L =4,9 м) устанавливаем КСВ, (табл. 5.9)

В этом диапазоне при оптимальной настройке заметно выражены два минимума КСВ.

5. Если при настройке антенны не удается получить хороший КСВ, можно немного подстроить контура на вибраторе на соответствующем диапазоне, что позволит улучшить КСВ. Но при этом нужно обязательно контролировать по индикаторам поля усиление антенны по отношению вперед-назад.

Если все размеры антенны были выдержаны, в диапазоне 14 МГц правильная настройка должна получиться автоматически.

Результаты

В диапазоне 20 м антенна имеет параметры такие же, как полноразмерная 3-элементная антенна. В диапазоне 15 метров она эквивалентна 4-элементной, а на 10-метровом - 5-элементной.

На радиостанции UA9AA описываемая антенна эксплуатируется с 1984 года и показала хорошие результаты.

АНТЕННА «ДИАНА»

Рассмотрим антенну для 14-30 МГц, которую разработал Фред Шольц (К6ВХ1).

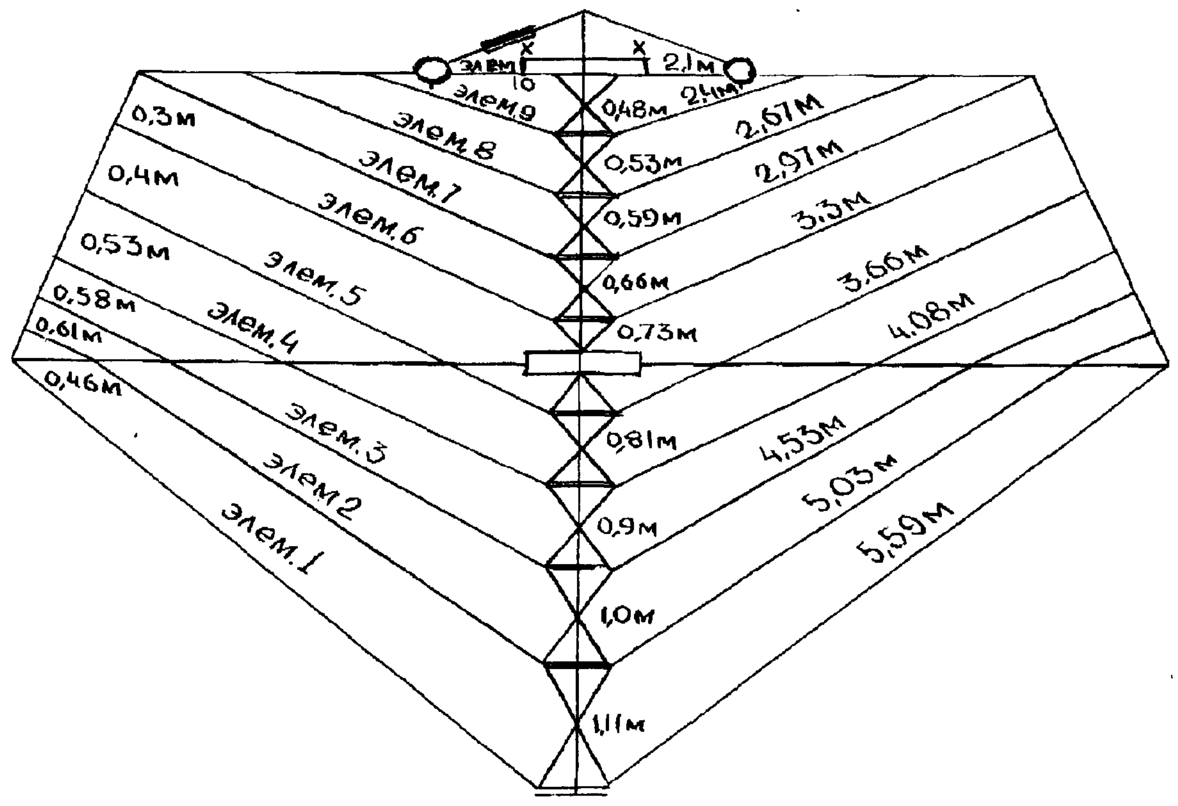


Рис. 5.62. Антенна *«ДИАНА»*

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом через симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1/1.

Данные КСВ получены автором на различных диапазонах, приведены ниже:

20 м	17 м	15 м	12 м	10 м	
14050-1,4	18070-1,3	21050-1,1	24900-3	28050-2,8	28950-2,4
14150-1,8	18120-1,4	21150-1,2	21950-3,2	28150-2,8	29050-2,3
14250-2,4	18160-1,4	21250-1,4	24990-3,2	28250-2,8	29150-2
14350-2,8		21350-1,8		28350-2,7	29250-1,7
		21450-2,1		28450-2,7	29350-1,7
				28550-2,7	29450-1,6
				28650-2,6	29550-1,4
				28750-2,6	29650-1,3
				28850-2,5	

В дополнительной настройке антенна не нуждается.

АНТЕННА «ВАРШАВА»

Многие УКВ станции в Польше применяют антенны, сконструированную DL7KM. При своей относительной компактности она показала результаты не хуже, чем девятиэлементная SP6LB. Питается она кабелем 50...60 Ом. Вибратор можно изготовить из трубки, уголка или ленты. Он закреплен на изоляционных стойках. Вообще-то рекомендуют изготавливать его из меди и все стыки пропаивать, хотя это и не обязательное условие.

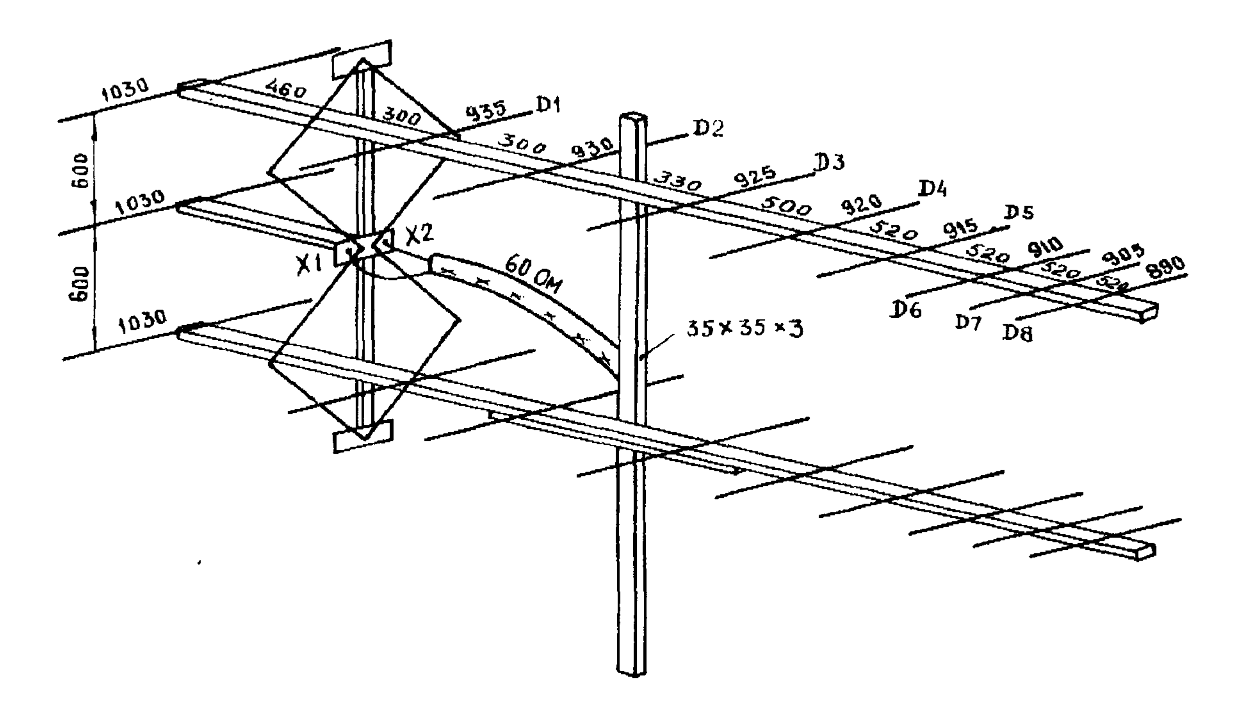


Рис. 5.63. Антенна «ВАРШАВА»

В книге Здислава Беньковского «Poradnik Utra Krotko Falowca» (дословно «подсказчик, помошник» укависта), выпущенной в Варшаве в 1988г. тиражом 10 тыс. экз., описано целое семейство этих антенн. На рис. 5.63 представлен общий вид антенны. Параметры - по книге α_E=67°, α_H=54°. Усиление G=9дБ. Две таких антенны теоретически должны иметь усиление 12 дБ, но на практике достижимо 11,5дБ. Входное сопротивление X1X2 - приблизительно 60 Ом. В принципе, это позволило питать их как кабелем 50 Ом, так и кабелем 75 Ом.

Запитка антенны происходит по кабелю, который может быть довольно длинным. На расстоянии 0,095λ (130 мм) от настройки помещен разомкнутый кабель длиной 130 мм, хотя сам DL7KM дает расстояние от тройника 108мм, а длина бокового отрезка - 133 мм при кабеле 60 Ом. Антенна, показанная на рисунке имеет параметры: G=13 дБ, α_E =35°, α_H =32°, F/B=25 дБ.

АНТЕННА «НОЧЬ ПЕРЕД РОЖДЕСТВОМ»

Любительская КВ антенна радиостанции UK8JAA выполнена на базе антенны радиологической станции П-10.

Основная антенна для 20-метрового диапазона изготовлена из труб, диаметром 40·мм. Ее несущая траверса одним концом прикреплена к средней части крестовины, являющейся основной для размещения антенн на два других диапазона. К крестовине крепят также три рефлектора, расположенных в вертикальной плоскости: средний, верхний, нижний. Верхний рефлектор служит одновременно и несущей траверсой для антенны 14-метрового диапазона, а нижний - для антенны 10-метрового диапазона.

Основная антенна, кроме рефлекторов содержит вибратор и два директора. Антенна 14-метрового диапазона кроме активного вибратора и одного рефлектора имеет три директо-

ра. Антенна же 10-метрового диапазона состоит из активного вибратора, рефлектора и пяти директоров. Размеры элементов антенн показаны на рис. 5.64. Антенны 14-метрового и 10-метрового диапазонов выполнены из трубок диаметром 18мм.

Питание всех антенн осуществляется с помощью 75-омного коаксиального кабеля через «омега-согласующее» устройство, данные которого приведены в таблице 5.10.

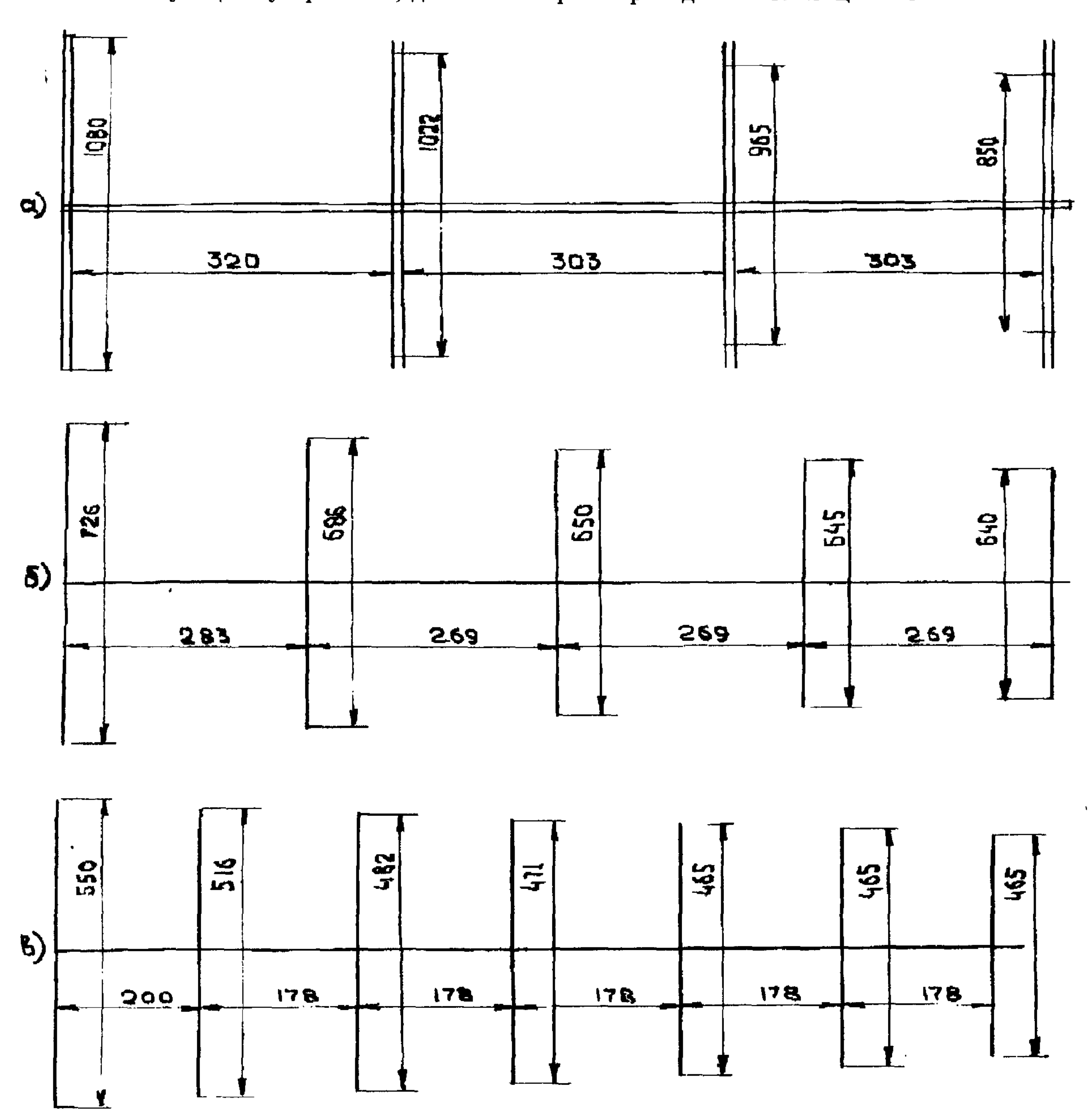


Рис. 5.64. Размеры элементов антенны (в см).

Таблица 5.10

Диапазон, м	Длина трубки согласования L, мм	Диаметр трубки согласования L, мм	Расстояние А, мм	Максимальное значение емкости C_1, пф	Максимальное значение емкости C_2, пф
20	800	10	160	250	50
14	600	5	140	150	30
10	400	5	100	100	25

АНТЕННА «КАРФАГЕН» - (на 14 МГц)

Эффективную антенну для диапазона 20 метров разработал радиолюбитель Гэри Кинг (VE3GK) рис. 5.65. Коэффициент усиления антенны 11 дБ и соотношение излучения вперед/назад не хуже 35 дБ.

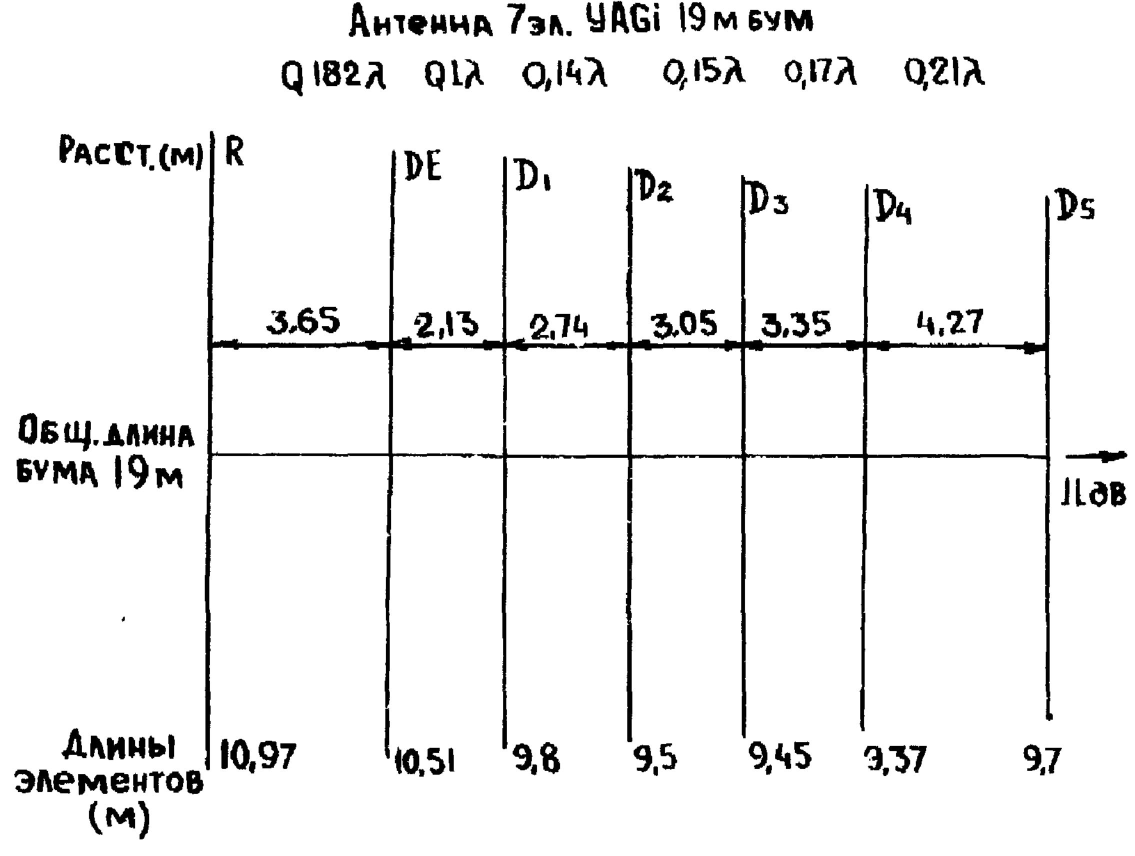


Рис. 5.65. Антенна «КАРФАГЕН»

АНТЕННА «ПЛАЧ ЯРОСЛАВНЫ»

Размеры антенны типа волновой канал для диапазона 40 метров очень внушительны, но для желающих сконструировать подобную антенну, ниже, на рис. 5-66 и рис. 5-67 даны размеры трех и четырехэлементных антенн.

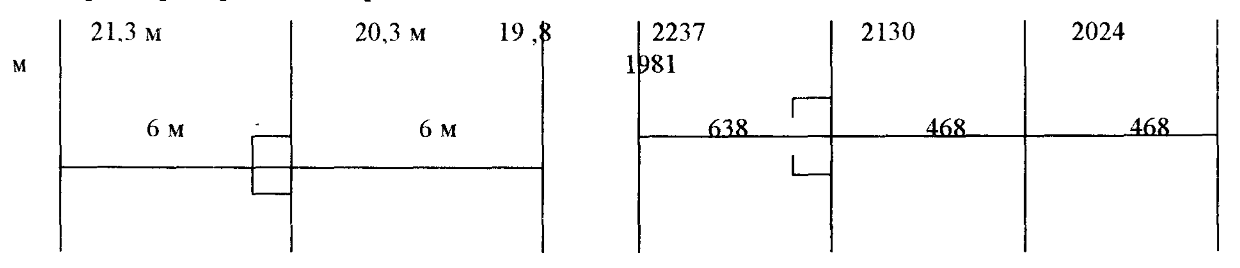


Рис. 5.66. Трехэлементная антенна

Рис. 5.67. Четырехэлементная антенна

АНТЕННЫ «ЗОЛОТО АТЛАНТИДЫ» - (на 20,15,10 м)

Фирма “HY-Gain Tltctronics Corpjration” разработала конструкции четырехэлементного волнового канала для диапазона 20 м - модель 204ВА, размеры которой показаны на рис. 5.68. По данным фирмы, антенна 204ВА имеет усиление около 9,7 дБ и соотношение вперед/назад 25 дБ. Запитывается антенна через бэта-согласование, которое по данным

фирмы, обеспечивает максимальную трансформацию энергии от питающей линии к антенне.

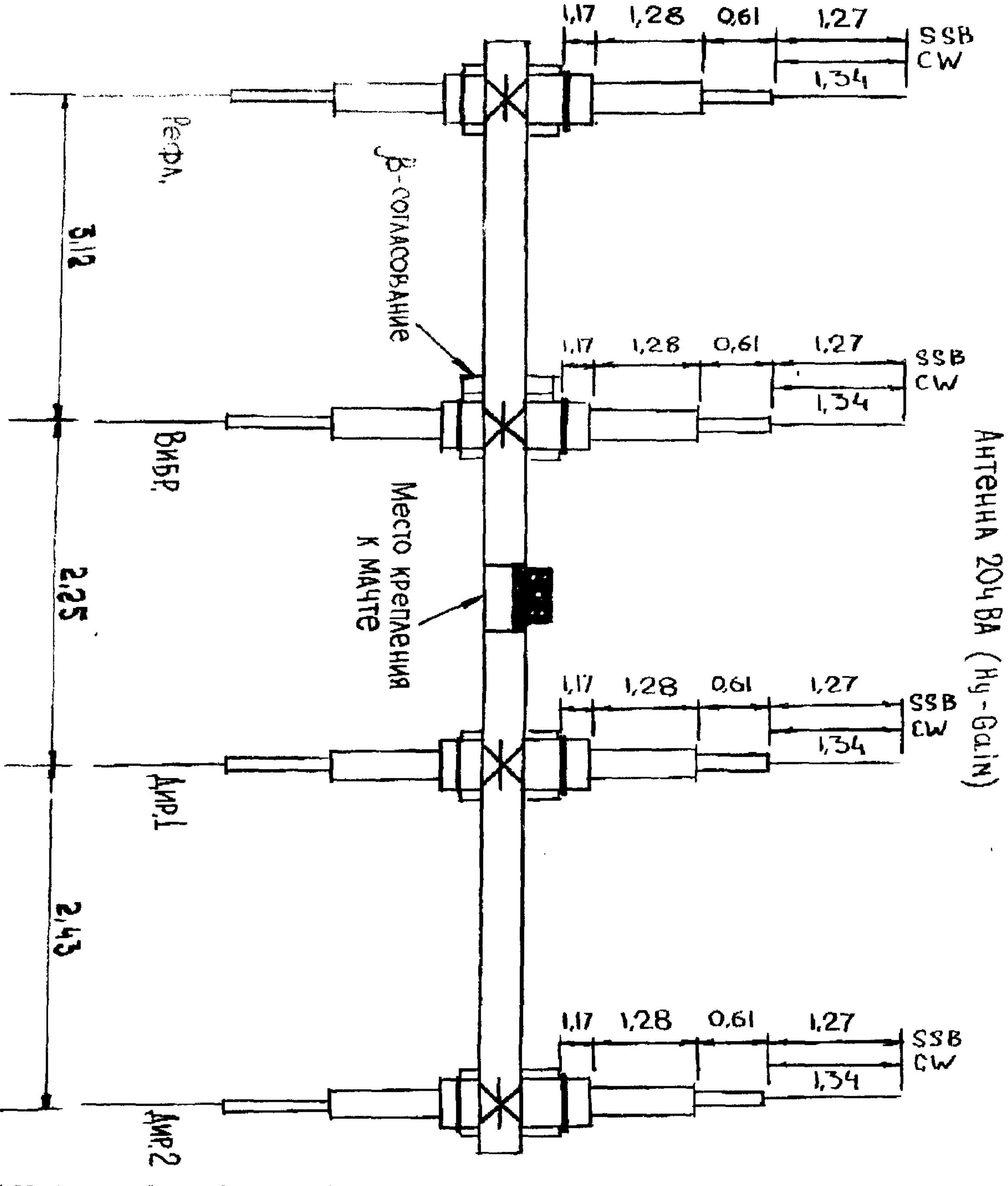


Рис. 5.68. Антенна "*ЗОЛОТО АТЛАНТИДЫ*"

АНТЕННЫ ФИРМЫ "BIG STICKER"

Известной американской калифорнийской фирмой KLM , выпускающей аппаратуру и антенны для радиолюбителей, была разработана высокоэффективная серия антенн для КВ диапазонов, получившей название «Big Sticker», а также трехдиапазонные варианты антенн типа KT34XA и KT34A. Эти антенны получили широкое распространение среди радиолюбителей всего мира, «Big Sticker» используют многократные призеры крупнейших международных соревнований, такие как KP2A, OH2BH и другие.

Особенностью конструкций антенн серии «Big Sticker» является применение синфазной запитки элементов, которая придает антенне широкополосность во всем диапазоне перекрываемых частот с сохранением постоянного КСВ, усиления и соотношения вперед/назад (F/B), что не наблюдается в большинстве антенн типа «Yagi», «Quad». Приме-

нение длинного бума обеспечивает антенне усиление большее, чем у обычных шестиэлементных антенн типа волновой канал.

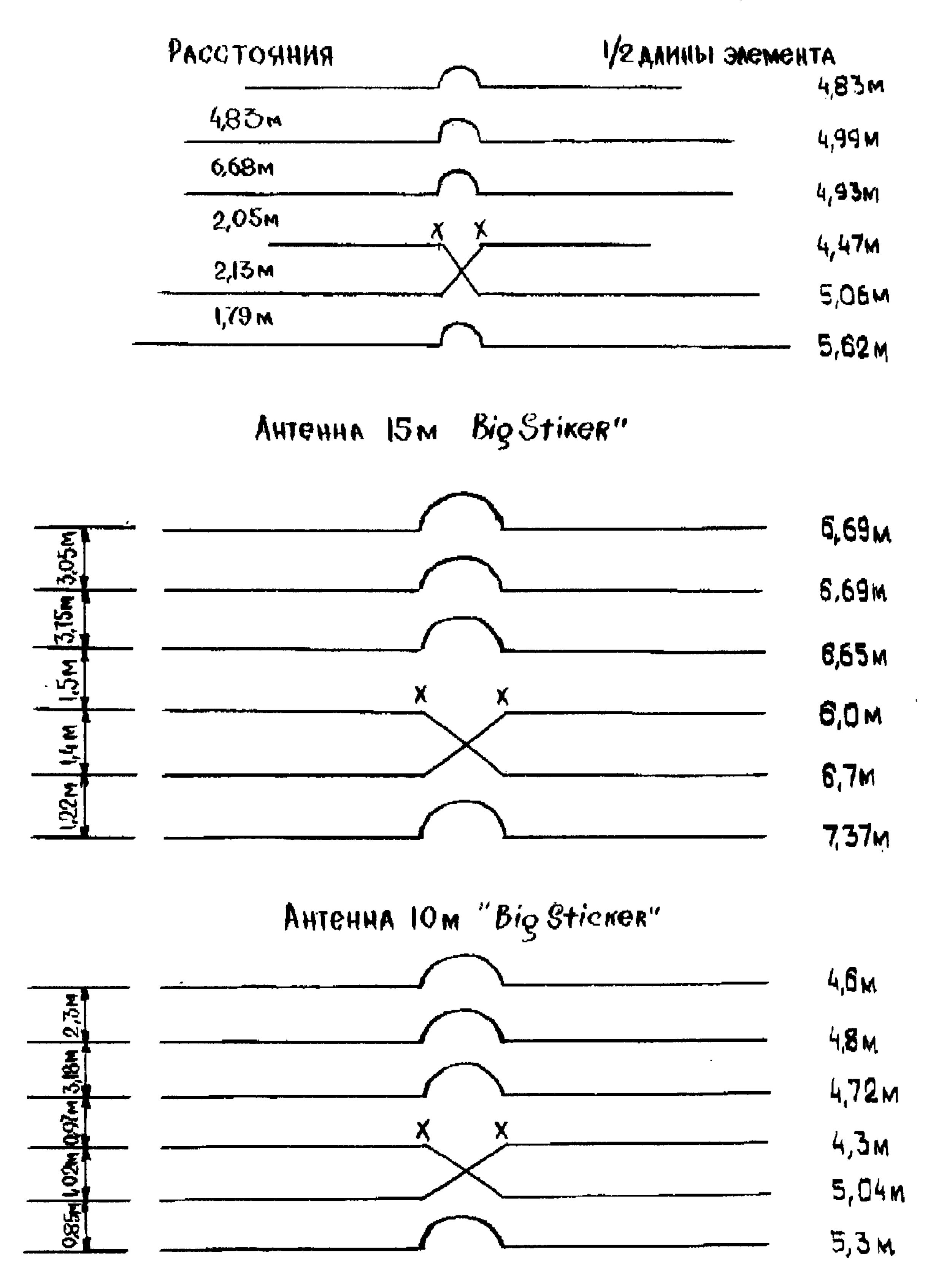


Рис. 5.69. Антенна KLM - *"ЧЕРНОЕ ОЗЕРО"*, антенна 15 м - *"МИР КУСТО"*, антенна 10 м - *"ЧЕРНАЯ ДЫРА ВСЕЛЕННОЙ"*

Характеристики антенн серии «Big Sticker» для диапазонов 20,15 и 10 м следующие:

- ...иление по сравнению с полуволновым диполем - 11,5 дБ

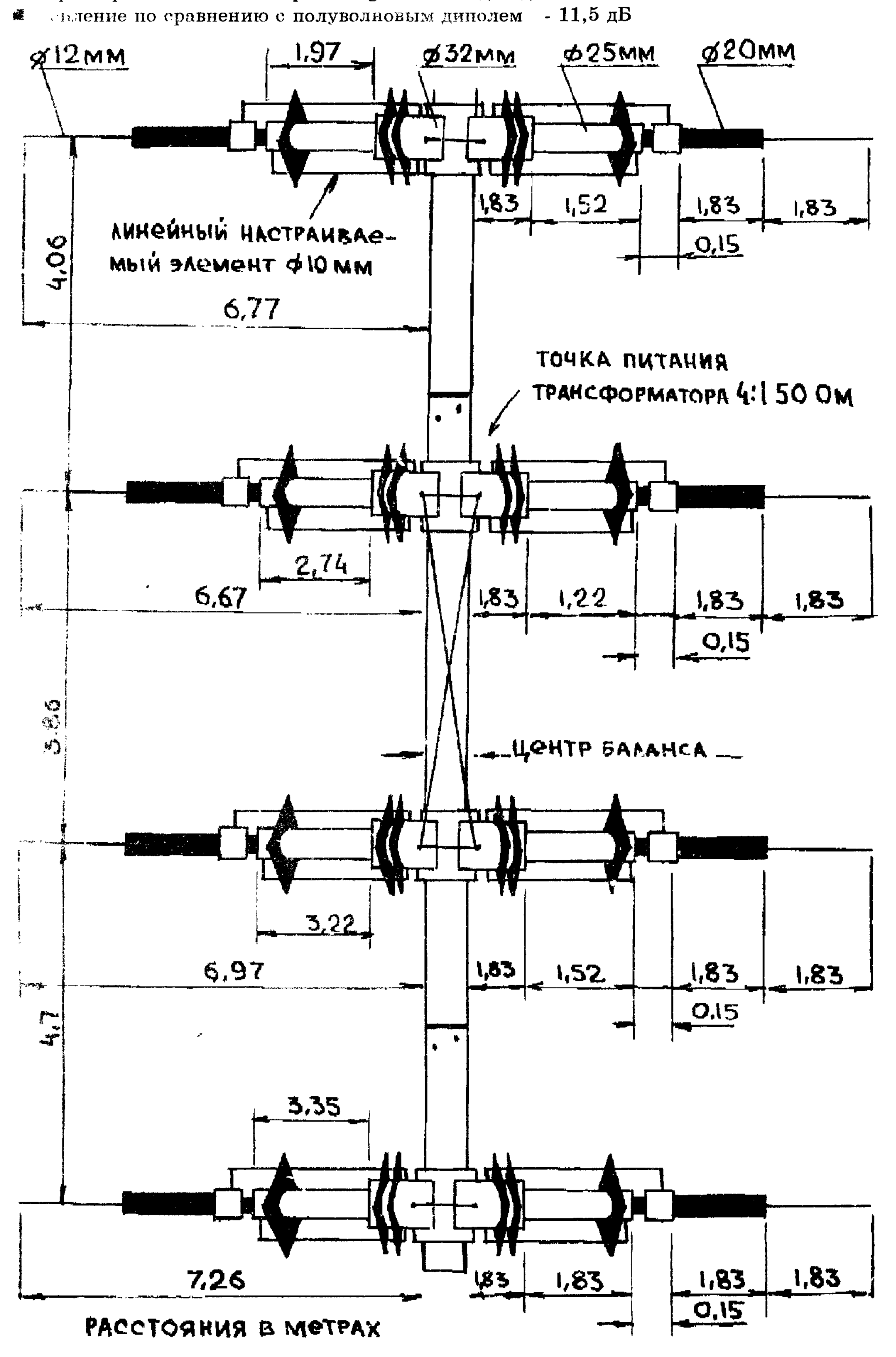


Рис. 5.70. Антенна *"Тайная любовь"*

- соотношение излучения вперед/назад (F/B) - 24 дБ
- подавление бокового излучения (F/B) - 40 дБ

Для диапазона 40 м антенна серии «Big Sticker» имеет следующие характеристики:

- усиление по сравнению с диполем - 7,2 дБ
- соотношение излучения вперед-назад - лучше 20 дБ
- КСВ - менее 1,5 в диапазоне от 0,7 до 7,3 МГц

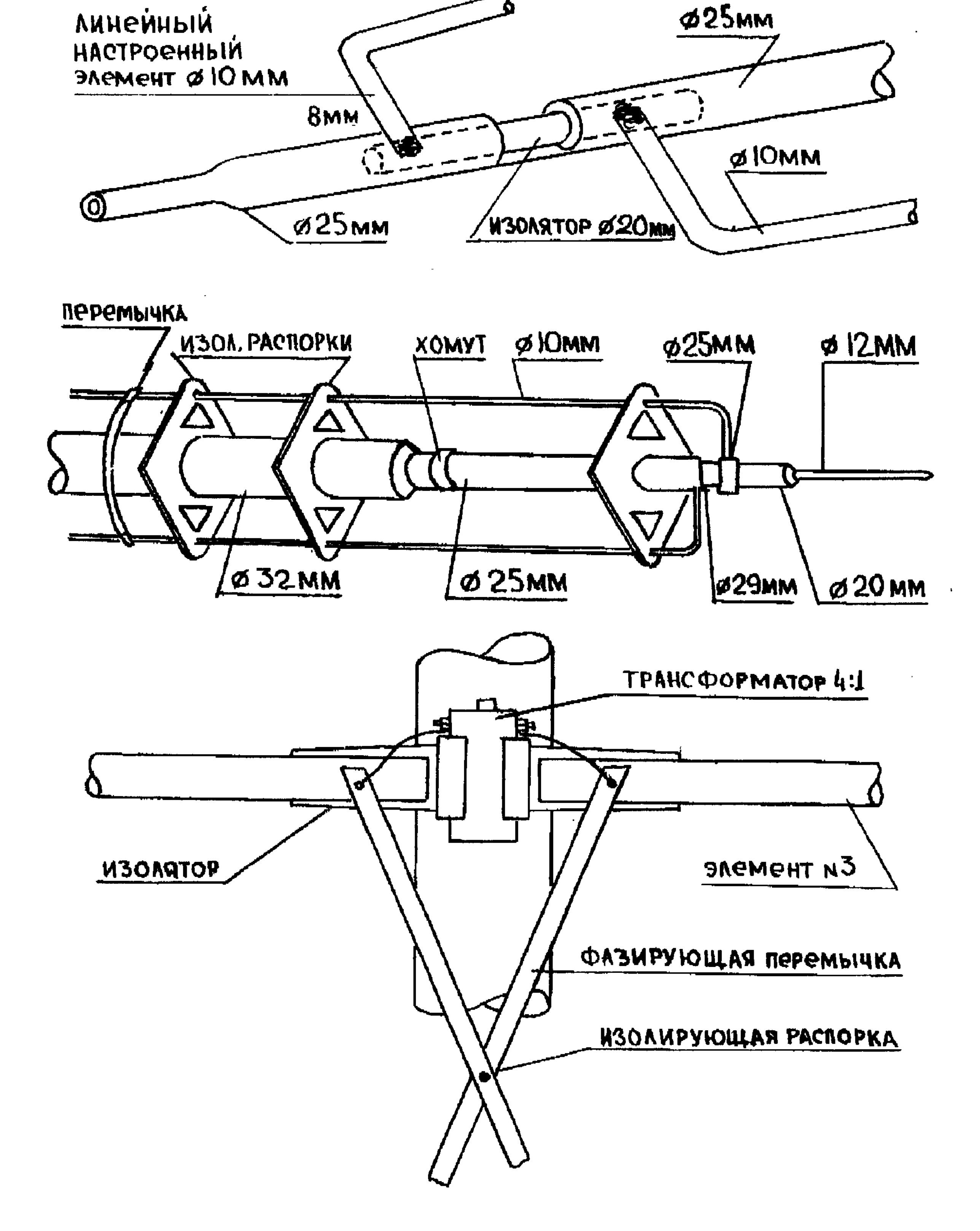


Рис. 5.71. Антенна "ТАЙНАЯ ЛЮБОВЬ"

Входное сопротивление антенны фирмы KLM - 200 Ом, поэтому питаются они коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом через полуволновый трансформатор, выполненный из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом.

При расчете полуволнового трансформатора следует обязательно учитывать коэффициент укорочения, равный 0,66 для коаксиальных кабелей типа РК.

Размеры антенн типа «Big Sticker» для диапазонов 20 м, 15 и 10 м показаны на рис. 5.69.

«Тайная любовь» для диапазона 40 м выполнена с укороченными элементами. Укорочение достигнуто применением трубчатых линейно-настраиваемых секций, которые вносят минимальные потери и электрически удлиняют элементы антенны. Размеры антенны «Тайная любовь» для диапазона 40 м показаны на рис. 5.70. На рис. 5.71 показано выполнение узлов линейно настраиваемых секций, а на рис. 5.72 выполнение фазосдвигающей питающей линии.

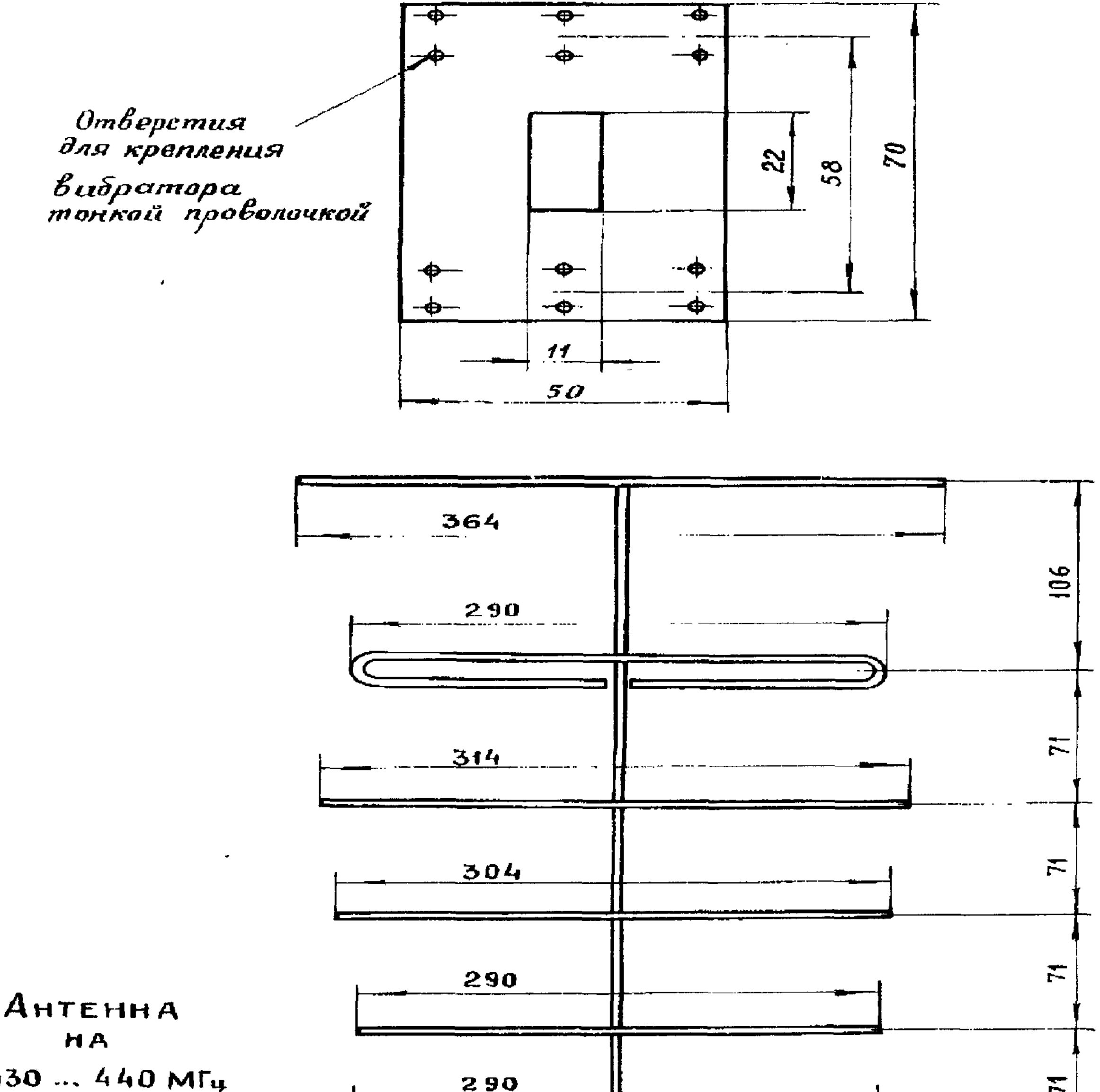


Рис. 5.72. Общий вид антенны "ОЧИ ЧЕРНЫЕ"

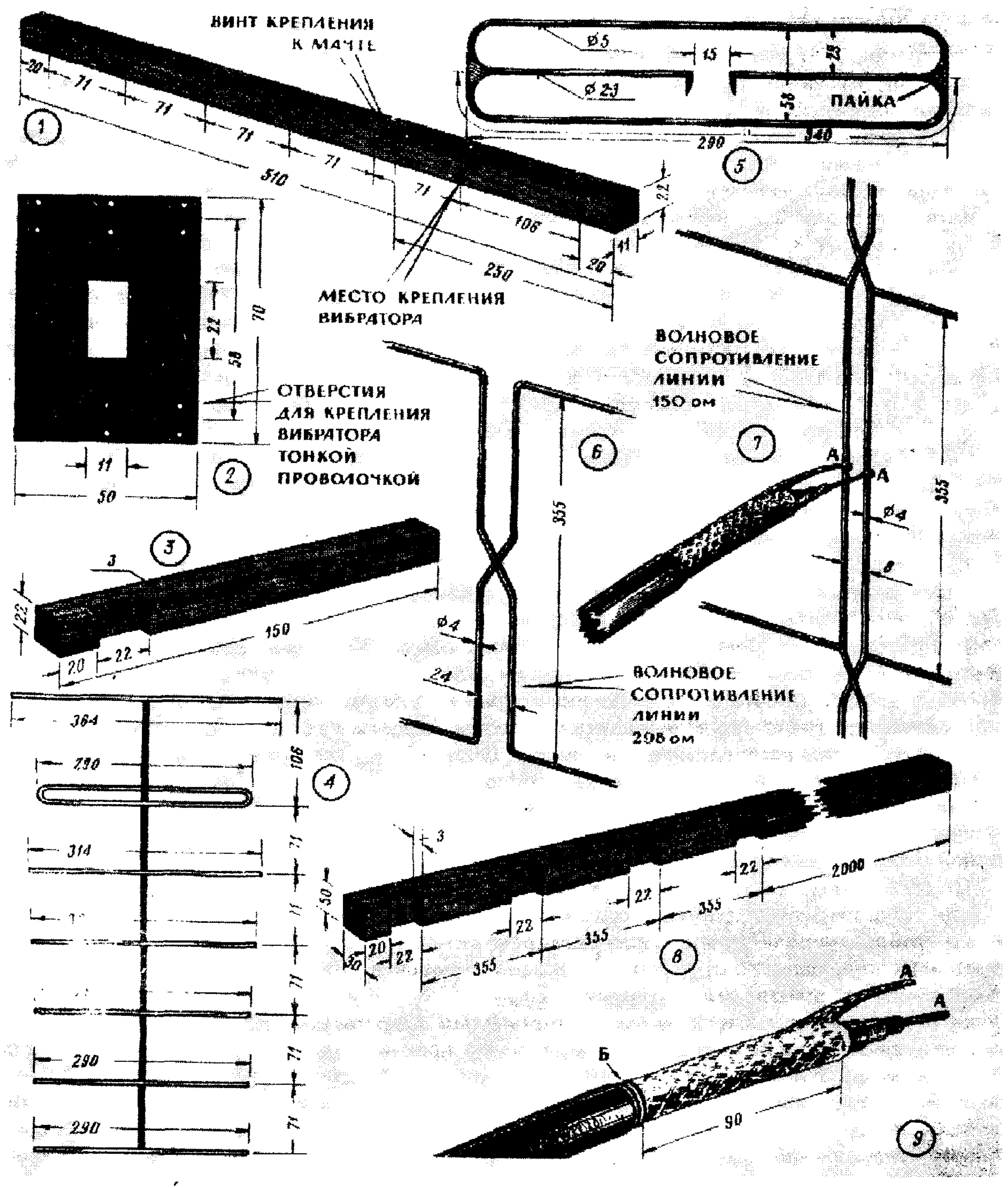


Рис. 5.73. Антенны на 430-440 МГц.

Ниже приводится описание двух антенн, хорошо зарекомендовавших себя во время продолжительной эксплуатации на радиостанции UA3HP. Обе антенны типа "волновой канал". Первая 7-элементная горизонтальная антенна, вторая - четырехэтажная синфазная антенна, составленная из четырех антенн первого типа.

Общий вид 7-элементной антенны приведен в заголовке статьи. Она имеет активный двойной петлевой шлейф-вибратор Пистолькорс, один рефлектор и пять директоров, ее входное сопротивление - 300 Ом. Такое сравнительно высокое входное сопротивление получено путем выполнения вибратора в виде двойной петли из трубок разного диаметра. Это позволило значительно повысить входное сопротивление антенны сравнительно с сопротивлением обычной 7-элементной антенны типа "волновой канал", имеющий полуволновой разрезной вибратор. Высокое входное сопротивление антенны улучшает условия согласования ее с выходом передатчика и позволяет при небольшой длине фидера применить обычный ленточный кабель типа КАТВ.

Конструкция антенны

Все активные и пассивные элементы антенны крепятся на деревянной рейке, общий вид которой и размеры приведены на рис. 5.72. Перед сборкой антенны рейку покрывают несколькими слоями нитрокраски. Пластина для крепления петлевого вибратора изготавливается из листового полистирола или органического стекла толщиной 5-8 мм, ее размеры приведены на рис. 5.73-(2). Стойка с помощью которой антенна укрепляется на корпусе радиостанции, деревянная, ее размеры приведены на рис. 5.73-(3).

Материалом для изготовления вибраторов антенны служит медная или латунная проволока диаметром 3-4 мм. Можно использовать также трубки из тех же металлов или дюралюминия. Размеры отрезков проволоки, служащих пассивными элементами антенны, приведены на рис. 5.73-(4), там же показано их крепление на рейке. Отверстия для крепления их на рейке следует сверлить а 0,2-0,3 мм меньше диаметра вибраторов антенны. Размеры и конструкция двойного петлевого шлейф-вибратора приведены на рис. 5.73-(5). Петля изготавливается из медной или латунной проволоки или трубки. Все места ее, подлежащие соединению, тщательно пропаиваются. После этого, с помощью отрезков тонкой проволоки (диаметром 0,15 - 0,2 мм) петлевой вибратор закрепляется на пластине рис. 5.73-(2). Места крепления вибратора к опорной пластине проклеивают клеем БФ-2.

Сборку антенны начинают с установки директоров, которые должны плотно с большим трением входить в предназначенные для них отверстия в рейке. Потом укрепляется пластина с закрепленным на ней петлевым рефлектором. Затем укрепляется рефлектор и стойки рис. 5.73-(1) и (3), скрепляются друг с другом под углом 90° с помощью одного или двух болтов, а свободный конец стойки 5.73-(3) укрепляется на кожухе радиостанции.

В качестве фидера используется отрезок ленточного кабеля типа КАТВ длиной 160 см. Установка антенны на мачте большей высоты (или на крыше здания),особенно в полевых условиях работы особого смысла не имеет, так как потери в фидере будут несравненно больше, чем выигрыш от увеличения действующей высоты антенны. Если все же в практике работы такая необходимость появится, лучше всего для питания антенны использовать открытую (воздушную) фидерную линию.

Применение описанной антенны позволило установить двухстороннюю связь Москва-Кунцево (расстояние 10 км). При этом радиостанция, работающая в Москве, вместе с антенной была установлена в комнате дома, расположенного среди большого жилого массива. Прямая видимость при этой связи полностью отсутствовала.

Еще лучшие характеристики имеет четырехэтажная синфазная антенна, в каждом этаже которой используются вышеописанные антенны. Эта антенна имеет очень узкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. Ее лепесток, соответствующий максимальному сигналу, сильно прижат к горизонту, что весьма благоприятно сказывается на увеличении дальности связи. Единственным недостатком такой антенны является потеря энергии на излучение назад. Полностью подавить такое излучение можно в том случае, если расположить сзади антенны сплошной металлический экран (или сетку) на таком же расстоянии, как и обычные рефлекторы. Но это сильно усложняет конструкцию антенны и ведет к увеличению веса и парусности. Как уже говорилось выше, волновое сопротивление каждого этажа антенны равно 300 Ом. Первый и второй, третий и четвертый этажи антенны соединяются между собой перекрещивающимися двухпроводными линиями см. рис. 5.73-(6). Необходимость этого связана с тем, что в вибраторах, разнесенных друг от друга на расстояние $\lambda/2$, возбуждаются противофазные токи. Соединение вибраторов между собой двухпроводной перекрещивающейся линией вызывает сложение этих токов, то есть увеличение их вдвое. Входное сопротивление такой двухэтажной антенны будет вдвое меньше, чем каждой из них в отдельности (то есть будет равно 150 Ом).

Полученные две двухэтажные антенны соединяются между собой, образуя четырехэтажную антенну. Второй и третий этажи этой антенны соединяются между собой открытой прямой двухпроводной линией см. рис. 5.73-(7), к середине которой подключается питающий антенну фидер. В точке соединения двух групп антенн (1-2 и 3-4-го этажей антенн) так же будет происходить сложение токов и общее входное сопротивление четырехэтажной антенны будет равно 75 Ом. Это позволяет производить питание ее с помощью 75-омного кабеля (например, типа РК-3 или РК-1). Для этого изготавливается симметрирующее устройство (стакан) из оплетки такого же кабеля см. рис. 5.73-(7) и (9). Практически он выполняется следующим образом: на концах кабеля, отступая от него на

90 мм, удаляется внешняя изоляционная оболочка кабеля в виде кольца шириной 5 мм. Затем берут кусок экранной оплетки от другого кабеля и надевают ее поверх внешней изоляционной оболочки нашего фидера. В точке Б экранирующие оплетки осторожно пропаиваются и для прочности скрепляются бандажем из медной проволоки.

Четырехэтажная антенна укрепляется на стойке, конструкция и размеры которой приведены на рис. 5.73-(8).

Настройка антенны

Простейшими индикаторами, которые позволяют установить наличие высокочастотных колебаний в различных цепях, являются неоновая лампочка (например, типа МН-3) или лампочка накаливания, замкнутая на виток провода (например, 2,5 *в*×0,075 *а*).

Значительно лучшие результаты дают индикаторы, снабженные настраивающим контуром и стрелочным прибором, для точного определения точки резонанса. При условии предварительной градуировки такой индикатор позволяет также производить определение частоты исследуемого источника ВЧ Колебаний. Схема такого индикатора поля - резонансного волномера и размеры катушки L_1, входящий в контур LC, рассчитанные на 70-сантиметровый диапазон индикатора, приведены на рис. 5-74. Катушка L_1 изготавливается из посеребренного медного провода диаметром 1,5 мм. Конденсатор C_1 -воздушный подстроечный конденсатор емкостью 2-5 *пф*. Он имеет одну роторную и две статорные пластины. Расстояние между статорными пластинами 3 мм. Такой конденсатор позволяет получить перекрытие диапазона от 360 до 460 МГц. Металлическая ось конденсатора удлиняется с помощью дополнительной втулки длиной 100-120 мм из органического стекла или другого изоляционного материала. Это необходимо для уменьшения влияния руки оператора во время работы с индикатором. В качестве директора ВЧ колебаний может быть использован любой кремниевый или германиевый точечный диод, обладающий небольшой емкостью. Сопротивление R_1 является нагрузкой для контура L_1C_1, по которой протекает постоянный ток. Оно также является антипаразитным сопротивлением развязки, устраняющим влияние индуктивности прибора на колебательный контур индикатора. В качестве стрелочного прибора для индикатора может быть использован микроамперметр постоянного тока со шкалой 50-200 *мка*. После изготовления индикатора его следует отградуировать с помощью сигнал-генератора (например, типа ГСС-12) или воспользоваться гармониками кварцевого генератора достаточной мощности (например, 3-й гармоникой передатчика на 144 МГц с кварцевой стабилизацией частоты).

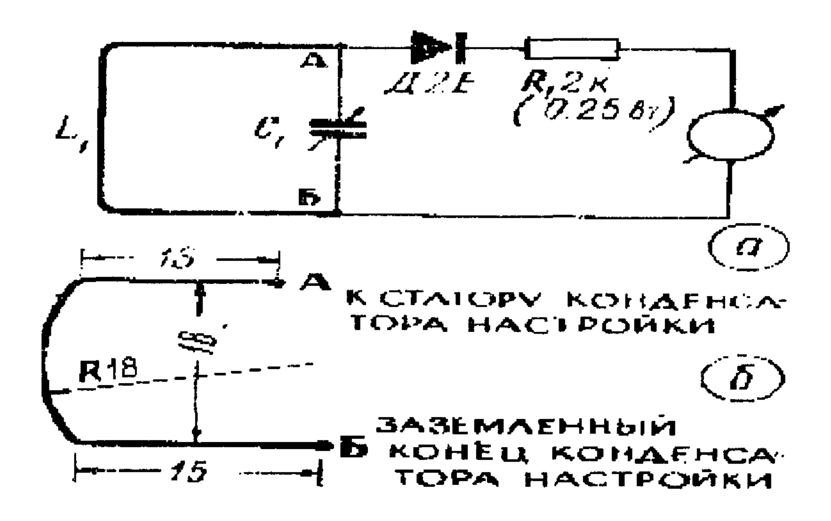


Рис. 5.74. Схема индикатора поля - резонансного волномера и размеры катушки

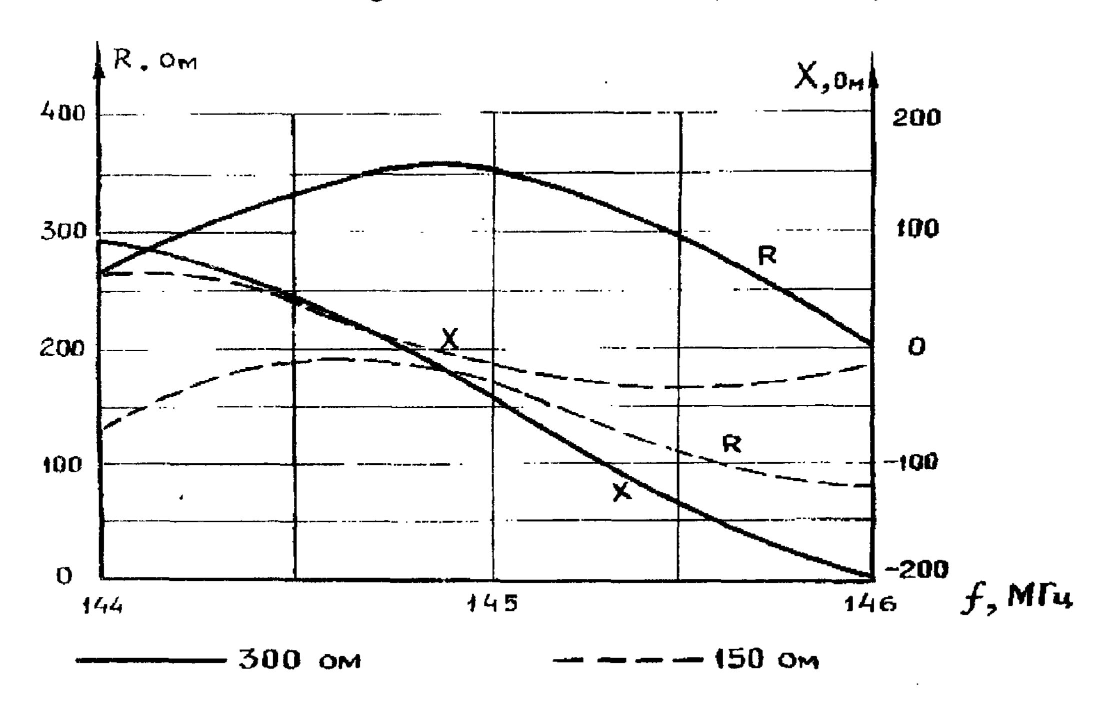
При настройке и проверке согласования антенных устройств с фидерной линией, индикатор устанавливается на расстоянии 2-3 м от нее и путем поворота антенны на 360° снимается полярная диаграмма направленности (руководствуясь показаниями стрелочного прибора индикатора).

Пользуясь показаниями прибора индикатора поля можно проверить качество согласования антенной системы с питающим фидером. Для этого следует несколько изменить расстояние между вибраторами пассивными элементами антенны. Для чего они вынимаются из своих гнезд в рейке и временно закрепляются на ней в тех же местах с помощью резиновых колец. Перемещение элементов антенны начинают с рефлектора. Удаляя и приближая его к вибратору, наблюдают за изменением силы излучения вперед, если существенного увеличения излучения не наблюдается - значит согласование хорошее и все элементы могут быть установлены в предназначенные для них гнезда. Если же при этом бу-

дет отмечено значительно увеличение излучения вперед, рефлектор устанавливается в новой точке (там, где прибор индикатора зарегистрировал наибольший ток) и производится набор наивыгоднейших расстояний для всех директоров антенны.

Следует отметить, что при постройке вышеописанных антенных систем была произведена тщательная подгонка величин всех пассивных элементов антенны и расстояний между ними. Это подтверждается рядом радиолюбителей, построивших подобные антенны, с точным повторением всех приведенных размеров. Никакой дополнительной подгонки при этом не потребовалось.

АНТЕННА "ОЛЕСИНО-КОЗОВА" - (на 144 МГц)



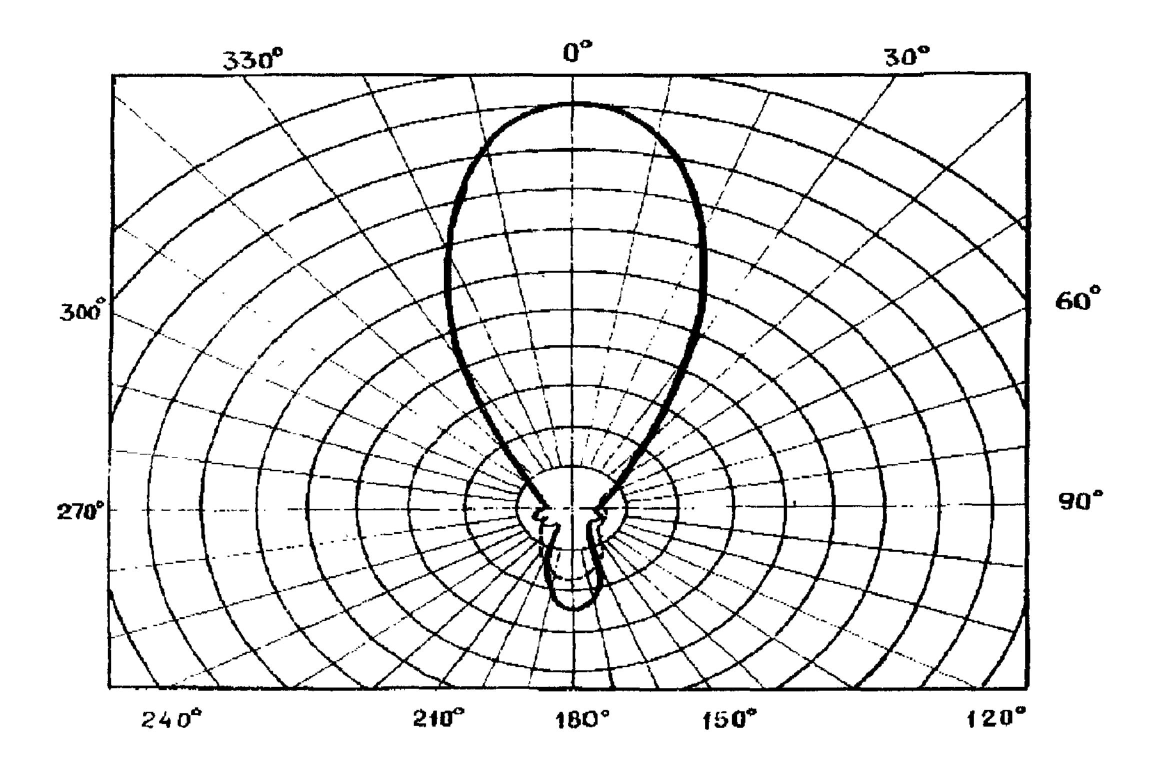


Рис. 5.75 (верхний) - кривые изменения входного сопротивления по диапазону
Рис. 5.76 (нижний) - диаграмма направленности в горизонтальной плоскости

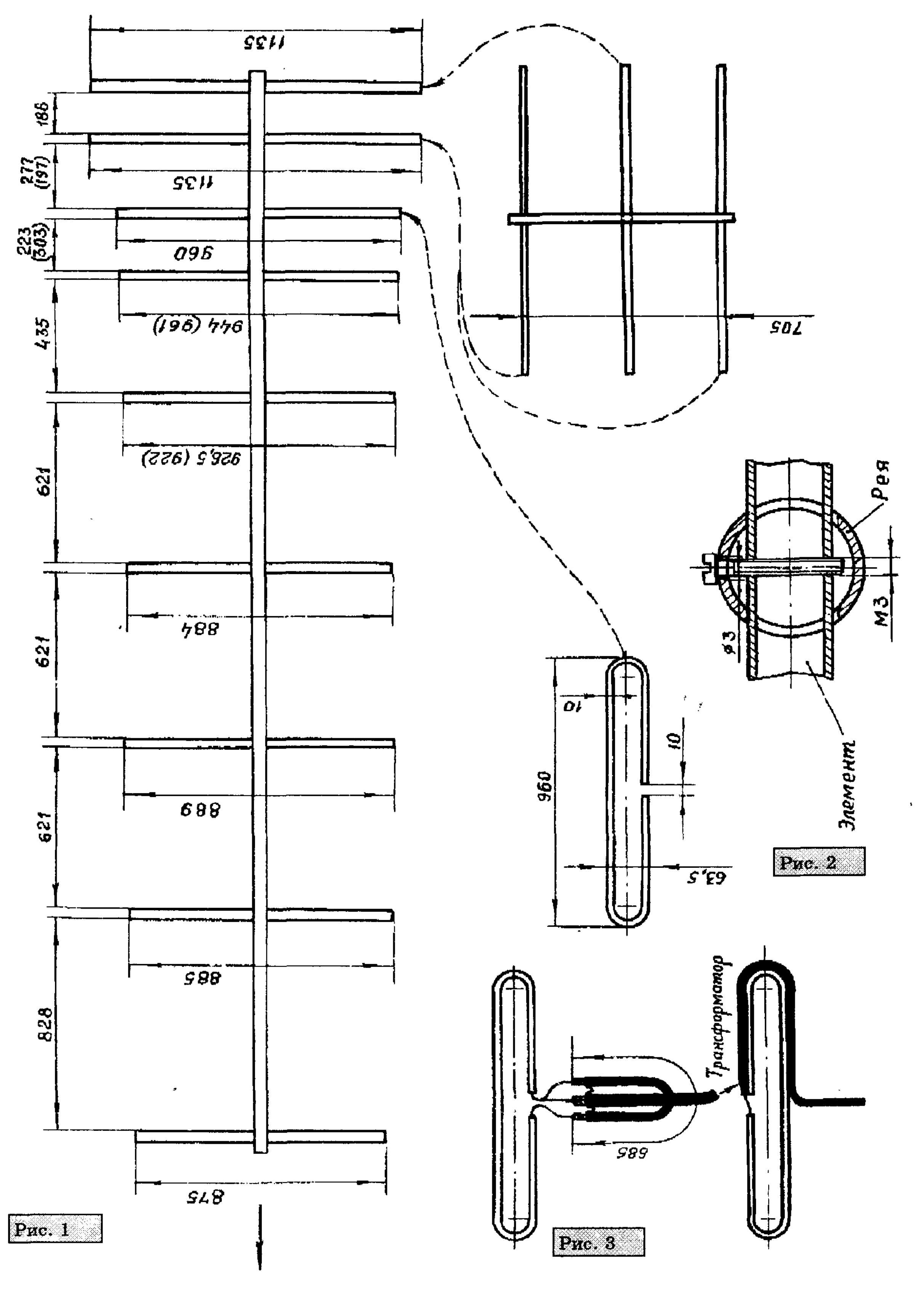


Рис. 5.77 Антенна «ОЛЕСИНО КОЗОВА»

Чешским радиолюбителем OK1DE сконструирована восьмиэлементная антенна типа "волновой канал", эффективно работающая в диапазоне 144-146 МГц. Технические характеристики антенны приведены в таблице 5.11, кривые изменения входного сопротивления по диапазону - на рис. 5.75, а диаграмма направленности в горизонтальной плоскости на рис. 5.76.

Таблица 5.11

Число элементов	8
Коэффициент усиления (по сравнению с обычным диполем), *дб*	11÷12
Ослабление заднего лепестка, *дб*	14±16
Коэффициент бегущей волны	0,4÷0,7
Максимальная длина, *м*	3,81
Максимальная ширина, *м*	1,135

Устройство антенны и ее размеры показаны на рис. 5.77-(1). Значения размеров указаны в мм. При постройке антенны с размерами, которые даны вне скобок, ее входное сопротивление будет равно 300 Ом. В том случае, если необходимо иметь входное сопротивление антенны 150 Ом, некоторые размеры ее меняются и даны в скобках. Материалом для изготовления антенны служат дюралюминиевый трубки: для всех элементов диаметром 10 мм, а для реи, на которых укреплены элементы, диаметром 28 мм.

В антенне применен активный петлевой вибратор. Согнуть такой вибратор проще всего холодным способом следующим образом. Из твердого дерева вытачивают два ролика диаметром 43 мм и укрепляют их на толстой доске. Расстояние между центрами роликов должно составлять 900 мм. Трубку, предназначенную для вибратора, прикладывают к роликам, укрепляют, чтобы она не сдвинулась и изгибают по окружности роликов.

Элементы антенны укрепляют на рее болтами М3 так, как это показано на рис. 5.77-(2). Во избежание ухудшения работы антенны следует точно придерживаться всех размеров, указанных на рис. 5.77-(1), а также соблюдать толщину трубок и способ скрепления элементов и реи.

Чтобы было возможно применить для фидера антенны наиболее распространенные кабели с волновым сопротивлением 75 Ом (РК-2, РК-3), необходимо присоединить к петлевому вибратору антенны с входным сопротивлением 300 Ом U-колено рис. 5.77-(3), которое одновременно с трансформацией входного сопротивления антенны будет симметрировать ее. Трансформация входного сопротивления антенны 150 Ом осуществляется при помощи трансформатора, сделанного из кабеля. Такие трансформаторы описаны в статье Харченко и Исуповой «Неполная и зигзагообразная антенна» («Радио, 1965 г. №1, стр. 24-27 и 4 страница вкладки в журнал). Длина $l_{тр}$ трансформатора к данной антенне составляет 342 мм. Для симметрирования антенны фидер с трансформатором прокладывается по трубке петлевого вибратора до точки нулевого потенциала. Наружная изоляционная оболочка с кабеля не снимается. В этом случае петлевой вибратор удобнее прикреплять к рее незамкнутой стороной вверх (то есть той стороной, к которой присоединяются концы трансформатора).

АНТЕННА «УКРАИНА ПРАВОСЛАВНАЯ» - (на 144 МГц)

Антенна состоит из 4 частей по семи элементов в каждой. Части антенны расположены по две в ряду и в два этажа. Таким расположением достигается высокое усиление антенны, а двухэтажное размещение обеспечивает низкий уровень излучения к горизонту. Остронаправленность антенны в горизонтальной плоскости достигается тем, что ее части, расположенные в каждом горизонтальном ряду, представляют синфазные системы. Антенна имеет простую механическую конструкцию и просто настраивается.

Конструкция

Антенна состоит из трехколенной мачты длиной 6 м и Н-образной траверсы, на четырех концах которой крепятся семиэлементные части антенны. Мачта делается разборной для того, чтобы ее было удобно транспортировать к месту установки. Она может быть изготовлена из толстостенных дюралевых труб диаметром 50-60 мм или из газовых труб диаметром 32 мм.

Конструкция мачты и отдельные ее узлы изображены на рис. 5.78. Подшипник скольжения изготавливается из бронзы. Он состоит из неподвижной части 1, прикрепленной к мачте винтами с потайными головками, и скользящей части 2, на которой укреп-

лены кольца 3 оттяжек. Для вращения антенны на мачте имеется штурвал, у которого одна из

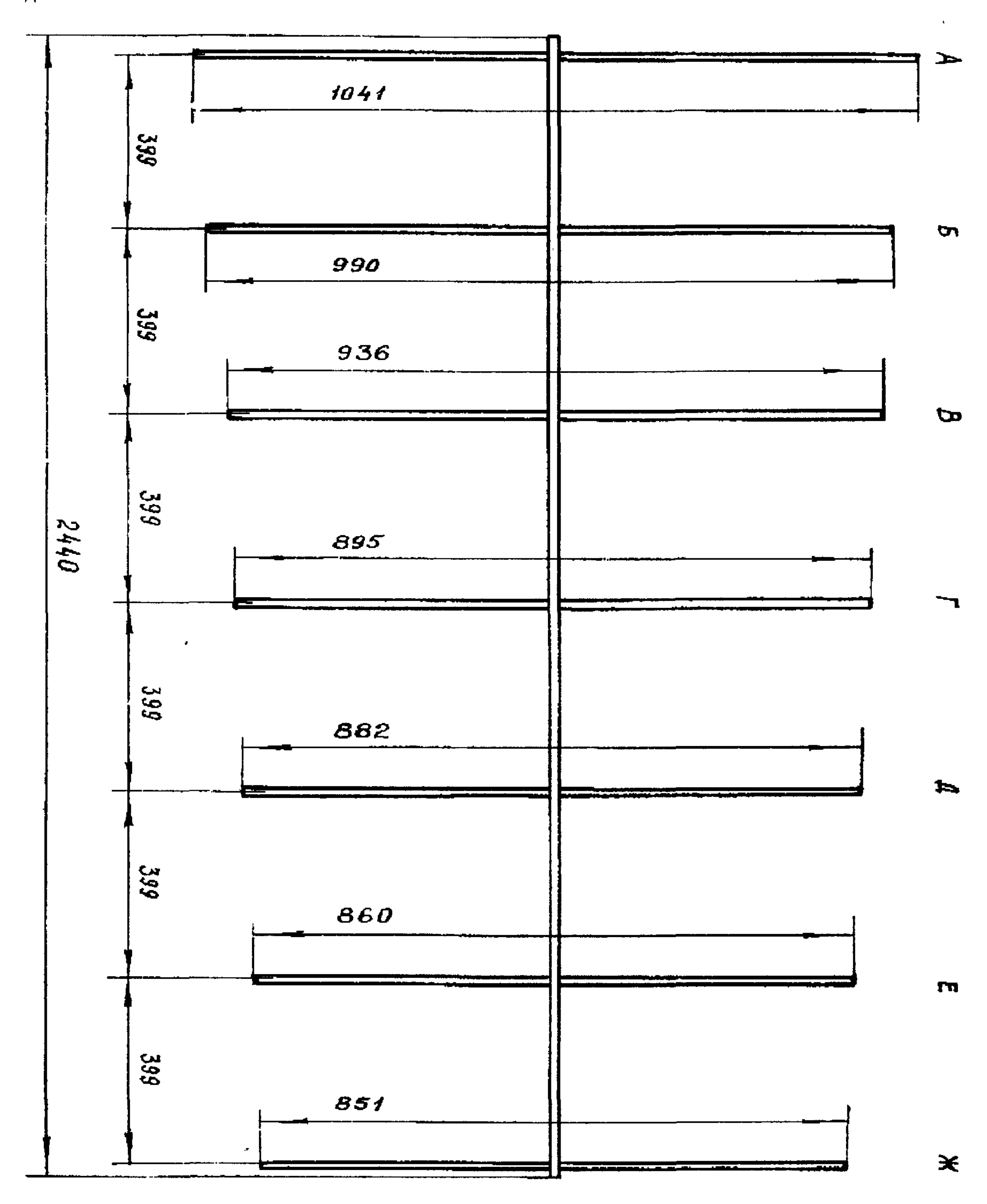


Рис. 5.78. Антенна "УКРАИНА ПРАВОСЛАВНАЯ"

ручек длиннее остальных, для того чтобы определять направление антенны в ночное время. Если есть возможность, для вращения антенны лучше присоединить к ней электромотор с редуктором. Редуктор должен сообщать антенне скорость вращения не более 2-4 оборотов в минуту. Чтобы предотвратить обрыв кабеля фидера, следует установить концевые выключатели, которые позволяли бы антенне совершать только один оборот. Для контроля за направлением антенны можно применить сельсины. Желательно иметь приспособление для фиксации антенны в одном положении. Необходимость фиксации бывает при сильных ветрах, которые могут самопроизвольно поворачивать антенну. Н-образная траверса сделана из дюралюминиевых труб диаметром 30 мм. Трубы траверсы при помощи 6-8 хомутов, изготовленных из круглой стали диаметром 8-10 мм. Хомуты пропущены через пластины из дюралюминия толщиной 10-12 мм. Внутрь концов горизонтальной

перекладины нужно вставить деревянные пробки для предохранения трубы от деформации при затягивании хомутов.

Семиэлементные части антенны одинаковы. Они расположены в два этажа по одной плоскости синфазно. Все конструктивные размеры даны на рис. 5.78. Для облегчения согласования частей антенн с фидером активные вибраторы Пистолькорса). Чтобы упростить изготовление этих вибраторов, они сделаны из двух отдельных трубок, медных или дюралюминиевых, соединенных между собой латунными болтами М4. Пассивные вибраторы А, В, Г, Д, Е, Ж изготовляются из медных или дюралюминиевых трубок диаметром 10 мм и прикрепляются к несущей трубке хомутами.

Для фидера антенны используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом (РК-3, РК-20 или РК-49). Места соединения кабелей должны иметь прочную конструкцию и быть хорошо изолированными. Эти узлы могут быть выполнены в виде соединительных коробок с коаксиальными разъемами, но монтаж в коробках должен быть коротким. В качестве симметрирующего элемента используется медная или алюминиевая трубка.

АНТЕННА "ВЕЧЕРНЯЯ ОДЕССА"

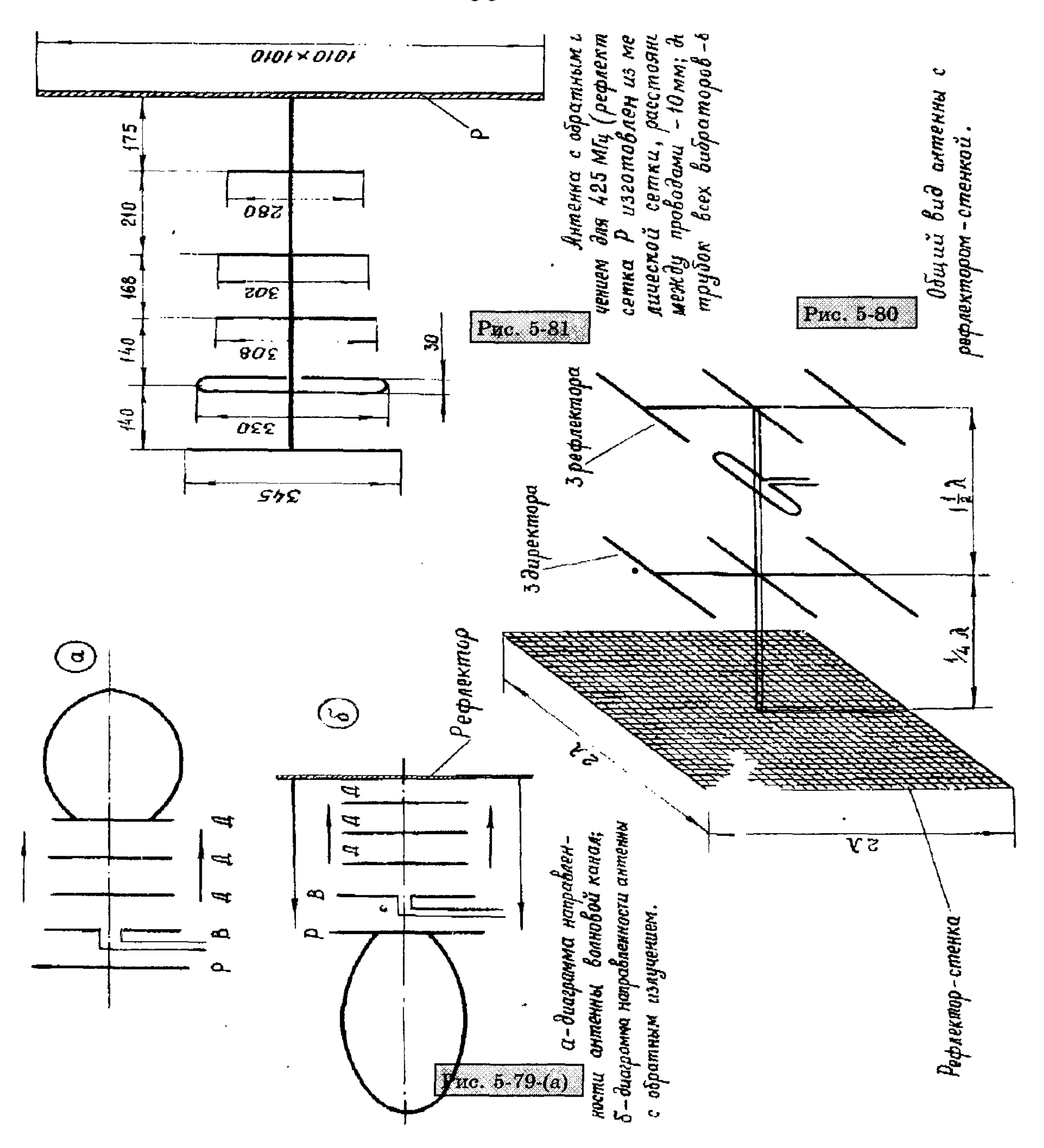


Рис. 5.79. Антенна "ВЕЧЕРНЯЯ ОДЕССА"

Антенна с обратным излучением мало чем отличается от антенны типа волновой канал, имеющей один или несколько директоров, активный вибратор и рефлектор. При переделке обычной антенны волновой канал в антенну с обратным излучением впереди первого директора на расстоянии примерно $\frac{1}{4}\lambda$ устанавливается плоский рефлектор-стенка (рис. 5.79).

Энергия, подводимая к активному вибратору антенны, излучается им в сторону директоров, доходя до рефлектора-стенки отражается от нее (так как рефлекторная стенка по длине больше λ и имеет явно выраженный индуктивный характер), доходит снова до вибраторов антенны, наводя на них добавочную э.д.с.

За счет этого происходит и значительное сужение лепестка излучения и поворот его на 180° (то есть энергия концентрируется в узком направлении).

В указанной выше литературе сообщается. что пристроив к обычному волновому каналу рефлектор-стенку, можно добиться выигрыша в обратном направлении порядка 5,2 дБ на уровне 0,5 по сравнению с антенной волновой канал, угол излучения сужается с 41° до 24,5°, боковое и заднее излучение становится значительно меньше.

У горизонтально поляризованной антенны длиной 1,5λ с рефлектором-стенкой (размерами 2λ×2λ) и состоящей из одного активного вибратора, трех директоров и трех рефлекторов, расположенных один над другим (рис. 5.80), выигрыш составляет 14,5 дБ на уровне 0,5; угол излучения в горизонтальной плоскости составляет 25,5°, в вертикальной - 28°.

Рефлектор-стенка может быть изготовлен из металлического листа, либо из густо переплетенной сетки (последнее лучше из-за меньшей парусности).

Примерно такой же результат можно получить при использовании и более простой антенны волновой канал из одного активного вибратора, одного директора и одного рефлектора. Предлагается строить антенну с обратным излучением с выигрышем от 10 до 25 дБ в тех случаях, когда антенна волновой канал получается слишком громоздкой, а параболические антенны применять не рентабельно.

На рис. 5.81 дана сравнительно простая антенна для диапазона 420 МГц, на которой производились измерения полностью подтвердившие перечисленные выше свойства антенны с обратным излучением. Эта антенна без особой подстройки дает выигрыш на 4-4,5 дБ больше обычного волнового канала.

Хотелось бы чтобы наши радиолюбители начали широко экспериментировать с такими антеннами, так как только с хорошими антеннами можно добиться дальних уверенных связей и хорошего приема телевизионных центров, расположенных за зоной уверенного приема.

АНТЕННА "КРЫМСКИЕ ВОСПОМИНАНИЯ" - (шестиэлементный волновой канал)

Известно, что антенна “волновой канал” имеет удобную конструкцию и относительно высокий коэффициент направленного действия КНД. В то же время она сложна в регулировке и работает в сравнительно узком диапазоне частот. Последнее несколько снижает область применения такой антенны.

Несмотря на это "волновой канал" может быть использован для приема одного из первых трех телевизионных каналов или двух соседних, начиная с четвертого.

Один состоит из шести элементов, расположенных по прямой вдоль направления на телецентр: *1* - директоры, *2* - активный вибратор, *3* - рефлектор. Все элементы закреплены на металлической или (как показано на рис. 5.82) деревянной рейке 4, установленной на мачте 5. К деревянной рейке элементы крепят скобками, сделанными из гвоздей без головок. Жирной линией на рис. 5.82 показан фидер 6, расположенный вдоль рейки и мачты. Размеры антенны выражены через максимальную длину волны $\lambda_{макс}$ рабочего диапазона частот.

Для уменьшения обратного излучения антенны применен рефлектор веерного типа. Он выполнен из трех трубок или пластин (одной прямой и двух изогнутых) , скрепленных посередине друг с другом. Угол между концами изогнутых трубок составляет 25°÷30°. В качестве активного элемента использован петлевой вибратор Пистолькорса. Он удобен тем, что имеет точку нулевого потенциала, в которой он крепится к рейке без специального изолятора, при питании коаксиальным кабелем можно обойтись без симметрирую-

щего устройства, активная составляющая входного сопротивления вибратора в присутствии рефлектора и директора достаточно велика и позволяет получить хорошее согласование с 75-омным питающим фидером.

Трансформация входного сопротивления в петлевом вибраторе осуществляется за счет перераспределения тока между параллельными сторонами петли. Изменяя соотношение поперечных сечений сторон, можно регулировать коэффициент трансформации, добиваясь оптимальных значений входного сопротивления.

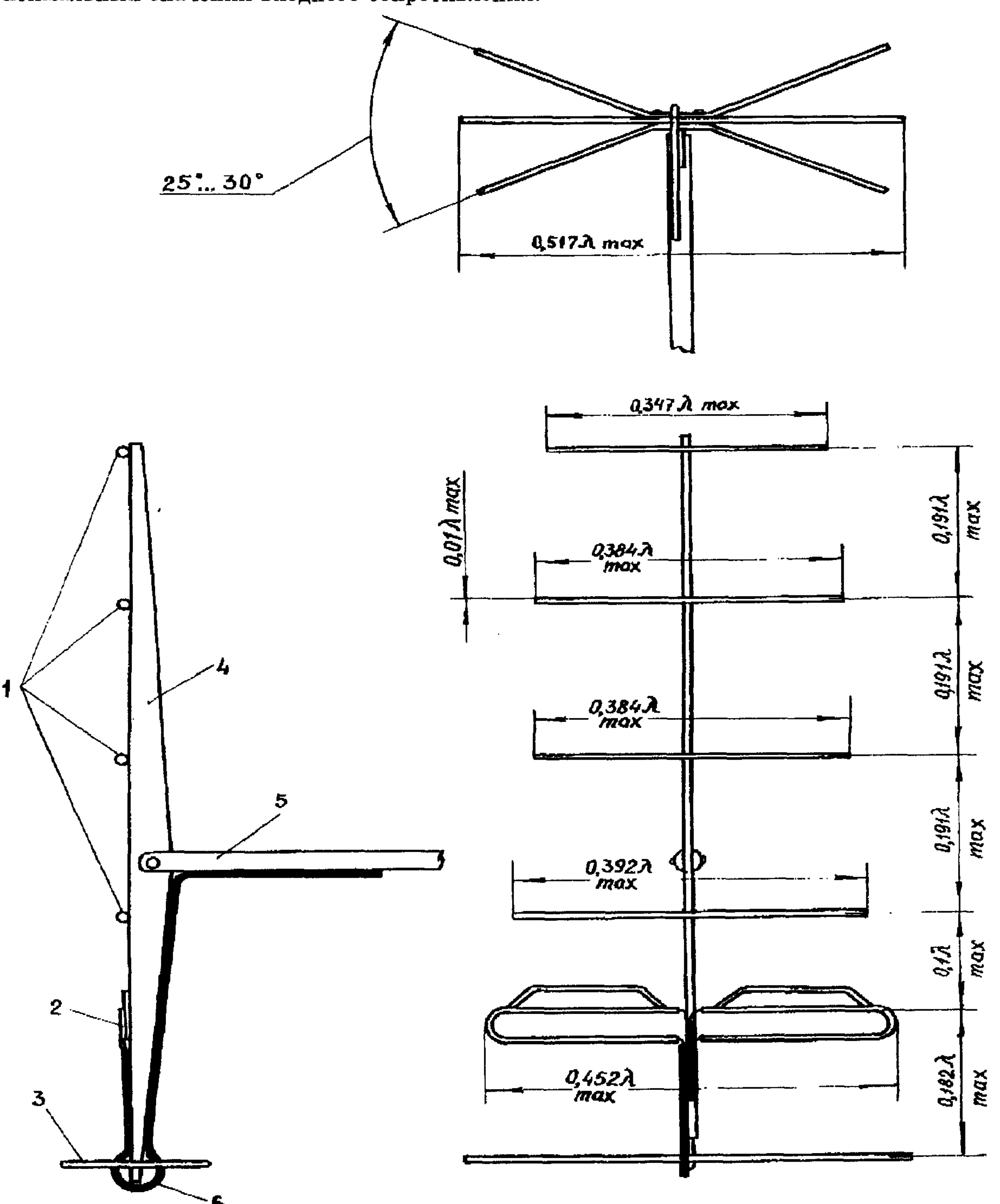


Рис. 5.82. Антенна "КРЫМСКИЕ ВОСПОМИНАНИЯ"

Конструктивно изменение соотношения поперечных сечений сторон петли удобно выполнить так, как показано на рис. 5.83 и 5.84. Вибратор выполняется из двух петлевых вибраторов - малого и большого, имеющих общие точки питания. Эти вибраторы скреплены между собой и представляют одно целое. Против точек питания сторона малого вибратора разрезана и в ней проложен питающий фидер, показанный на рис. 5.83 пунктиром. Там же даны размеры в сечении суммарного вибратора. На рис. 5.84 более подробно

выделены детали узлов *а, в, с, d*: *1* - трубки большого вибратора, *2* - малого. Малый вибратор наложен на большой и в точках *b, d, c* скреплен с ним проволочным бандажом 3. В точке *a* концы трубок обоих вибраторов расплющены, между ними вставлена латунная пластинка 4, узел скрепляется болтом или заклепкой. В точке *b* конец фидера 5 выходит из трубки малого вибратора и механически с ней скрепляется, для того чтобы не обрывался внутренний провод, припаиваемый к латунной пластинке 4.

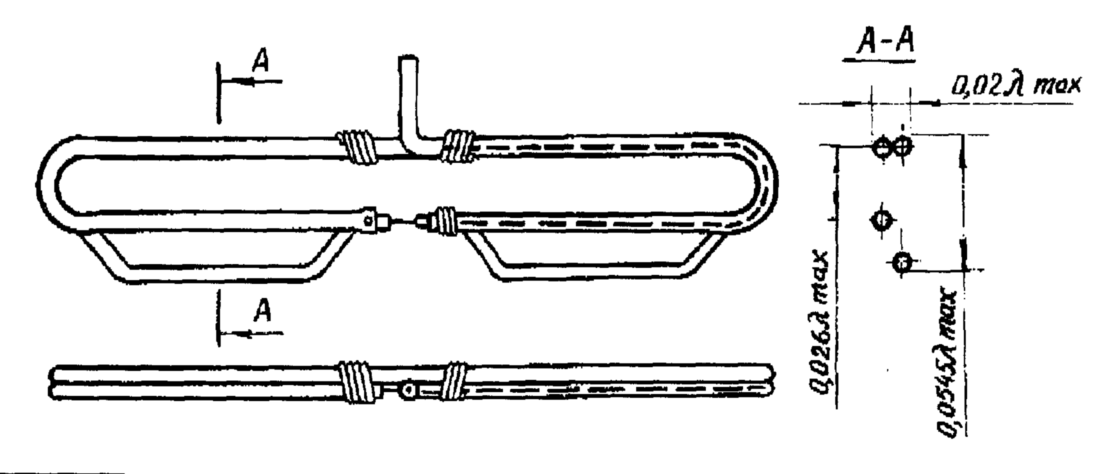


Рис. 5.83

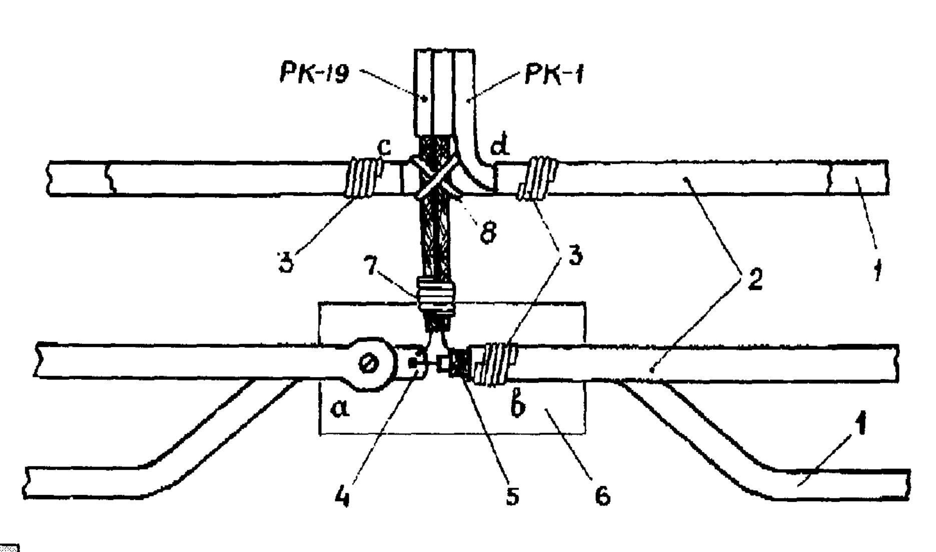


Рис. 5.84

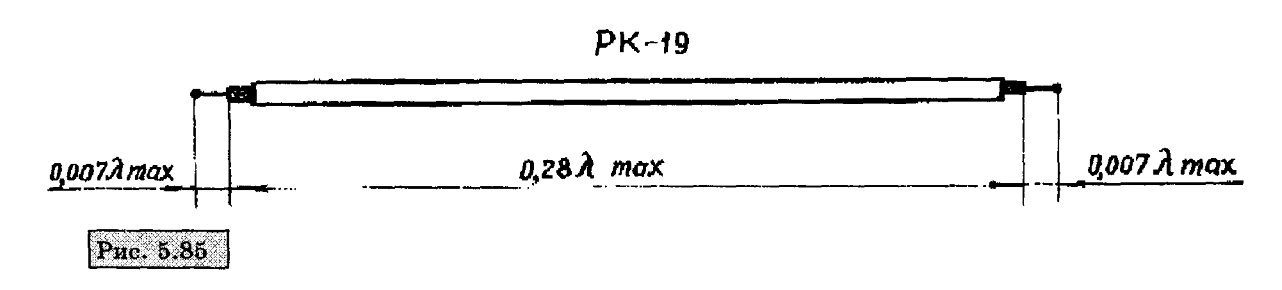
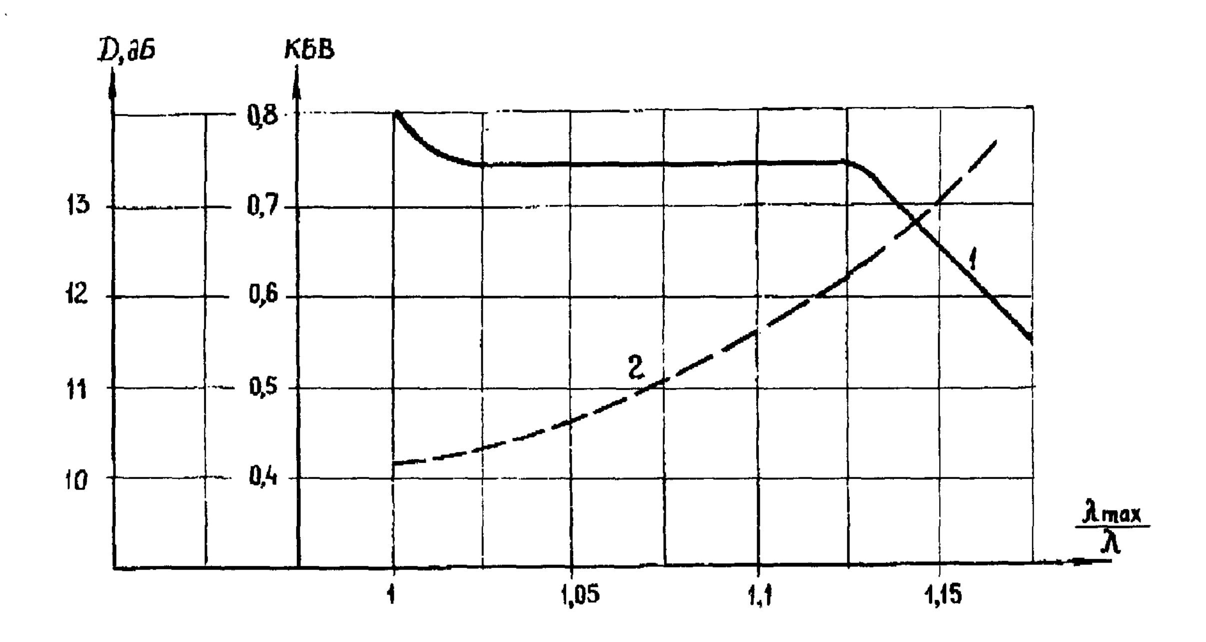


Рис. 5.85

Под точки питания вибратора подкладывают и скрепляют с ними диэлектрическую пластинку 6 толщиной 5-6 мм (например из органического стекла).



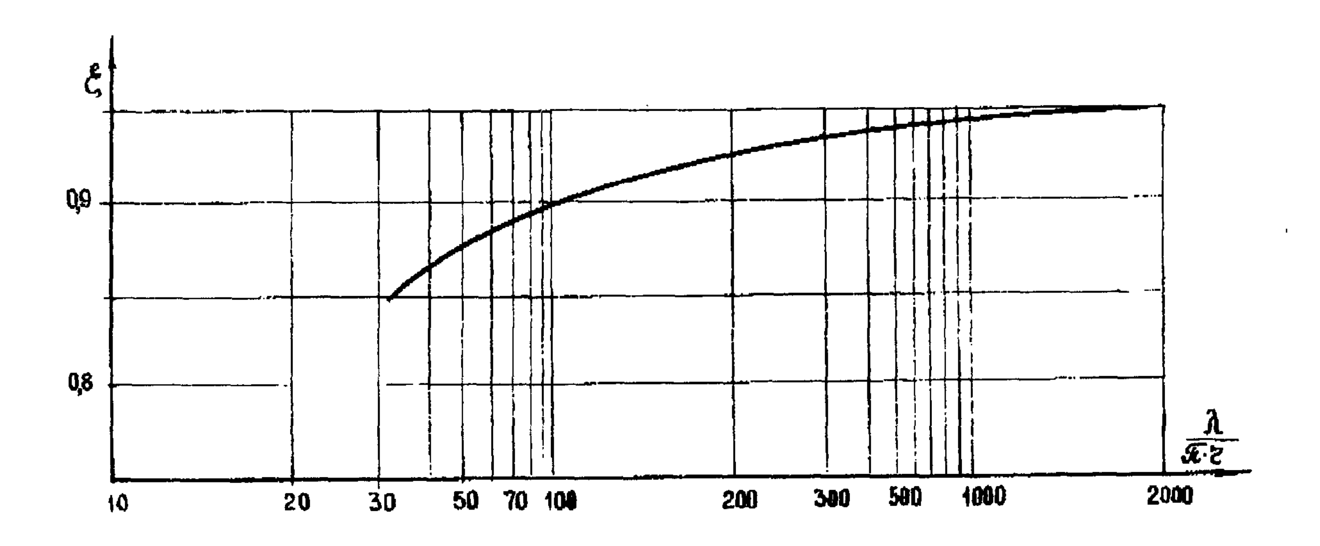


Рис. 5.86 (верхний) и 5.87 (нижний)

Для улучшения согласования антенны с 75-омным фидером применяется компенсирующая петля из 50-омного кабеля (рис. 5.85). Наиболее подходящим для этой цели кабелем по конструктивным соображениям является РК-19. На рис. 5.84 показано, как нужно подключить и закрепить компенсирующую петлю к точкам питания вибратора. Концы петли оплетками соединены друг с другом бандажом 7. Для того, чтобы закрепить компенсирующую петлю и обеспечить контакт между ее оплеткой и трубкой большого вибратора применен крестообразный бандаж 8. Концы внутреннего провода компенсирующей петли припаивают соответственно к оплетке питающего фидера 5 и латунной пластине 4. После этого участки кабелей со снятой наружной оболочкой желательно обмотать изоляционной лентой.

На рис. 5.86 приведены экспериментальные зависимости коэффициента бегущей волны КБВ в 75- омном фидере - (кривая 1) и коэффициента направленного действия КНД, выраженного в децибелах в рабочем диапазоне антенны (кривая 2).

При правильной регулировке и настройке антенна обладает хорошей диаграммой направленности, она имеет КНД примерно равный пятикратной величине числа n пассивных директоров.

$D=5n$

В нашем случае $n=4$ и расчетное значение КНД ($D_{расч}$ =13 дБ) совпадает с экспериментальным.

Как указывалось, регулировка и настройка системы со многими пассивными директорами представляет известные трудности, так как диаграммы направленности очень критичны к изменение местоположения и длины каждого директора. В связи с этим необходимо помнить, что директоры, равные друг другу по длине, но с разными диаметрами, имеют и разные резонансные длины. Это важно помнить потому, что при изготовлении директоров антенны может не оказаться труб с рекомендуемым диаметром, а использование директоров другого диаметра приведет к значительной расстройке антенны.

В таких случаях следует пользоваться поправочными коэффициентами. На рис. 5.87 в логарифмическом масштабе дана зависимость коэффициента ξ от длины волны λ и радиуса r трубки, из которой выполнен директор.

При рекомендуемом соотношении λ и r :

$\xi=\xi'$ =0,88

Для получения такого значения ξ' в диапазоне волн первого телевизионного канала, в котором $\lambda_{макс}$=619 см, нужны довольно толстые трубы диаметром 6,2 см. Если взять трубу стандартного диаметра 1,6 см, то для первого телевизионного канала

$$\frac{\lambda}{\pi \cdot r}=\frac{619}{3{,}14 \cdot 0{,}8}=246$$

и соответственно

$\xi = 0{,}92$

Поправочный коэффициент α к регулируемой длине директора при этом определится как отношение

$$\alpha\frac{\xi}{\xi'}=\frac{0.92}{0{,}88}=1{,}045.$$

Так длина $l'_д$ первого директора при выполнении рекомендуемых условий (ξ' =0,88) равна:

$l'_д=0{,}392\times\lambda_{макс}=0{,}392\times619=242$ см

Если этот директор выполняется из трубы диаметром 1,6 см, для которого ξ=0,92, то его длина $l_д$ определится как

$l_д=0{,}392\times\lambda_{макс}\times\alpha=l'_д\times\alpha=242\times1{,}045=253$ см.

Как видно, разница в длине директоров, выполненных из труб различного диаметра, может быть значительной. В нашем примере

$l_д - l'_д$=11 см.

Следует отметить, что полной компенсации в диапазоне частот получить все же нельзя. Параметры изготовленной антенны будут тем меньше отличаться от приведенных, чем меньше α будет отличаться от единицы.

АНТЕННА "НЛО НА УКРАИНЕ" - (на 144 МГц)

Ниже приводится описание конструкции вращающейся четырехэлементной антенны (рис. 5.88) для диапазона 144-146 МГц.

Антенна состоит из двух расположенных одна над другой четырехэлементных антенн, отдельных для каждого диапазона. Каждая антенна имеет петлевой вибратор, рефлектор и два директора. Элементы антенны на 38-40 МГц изготавливаются из алюминиевых трубок диаметром 22 мм. Антенна на 144-146 МГц выполняется из трубок диаметром 12 мм. Элементы антенн укрепляются при помощи болтов и шурупов к деревянным брускам, установленным перпендикулярно к вертикальной стальной трубе. Стальная труба с антеннами вставляется в отверстия двух стальных угольников, привернутых болтами к де-

ревянной мачте. Мачта изготовляется из деревянного бруска 40×50 мм и длиной 6 м. Вращается антенна при помощи реверсивного электродвигателя мощностью 10-15 Вт, 7000 об/мин. Двигатель включается в цепь с напряжением 24 в. Вращение от мотора на антенну подается через редуктор, имеющий передаточное число 4000/1. Редуктор соединен с трубой, на которой укреплена антенна посредством болтов в резиновых втулках. Последние необходимы для смягчения механических усилий, возникающих при начале вращения и при остановке антенны, а также при сильных порывах ветра.

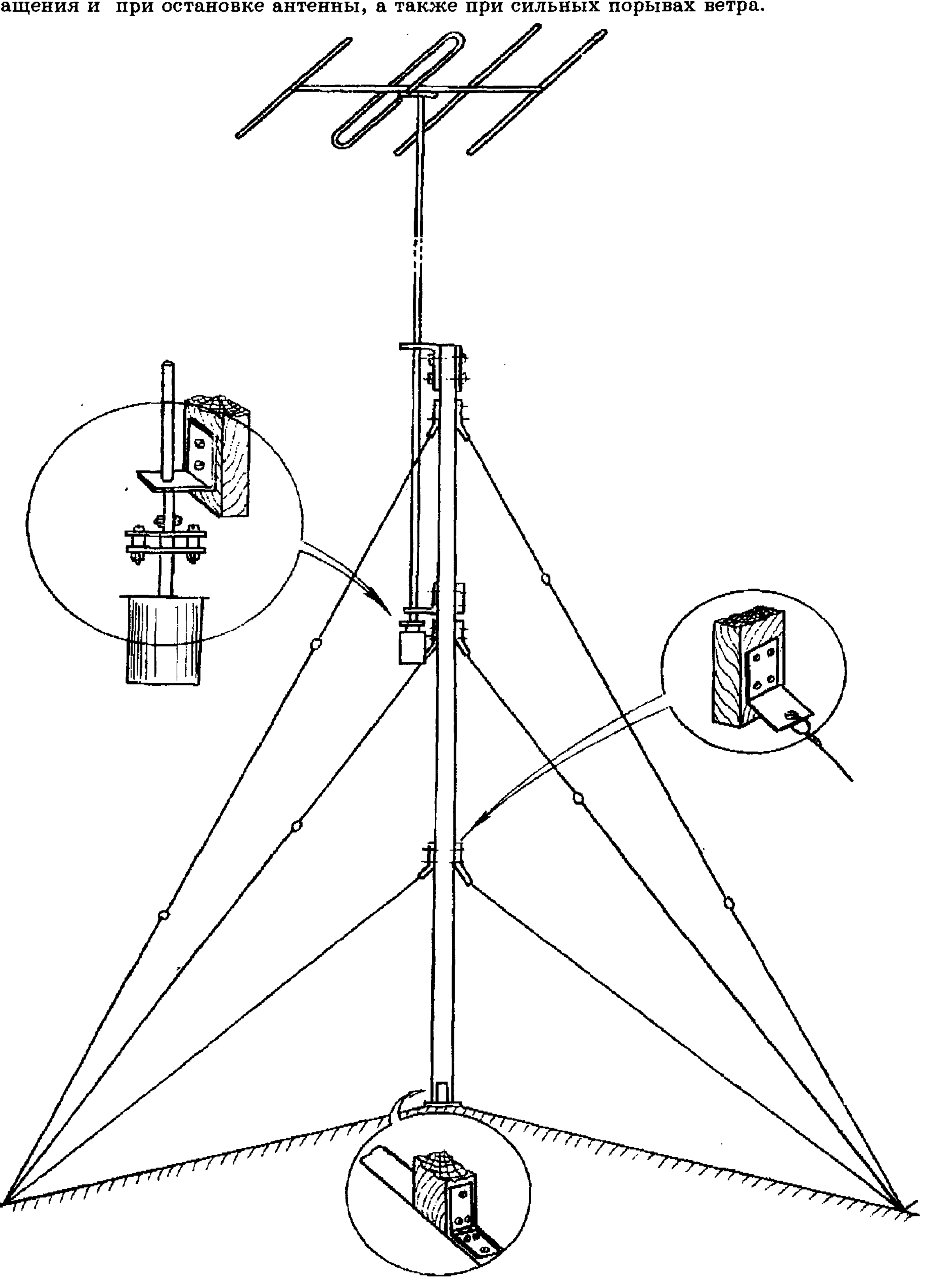


Рис. 5.88. Антенна "НЛО НА УКРАИНЕ"

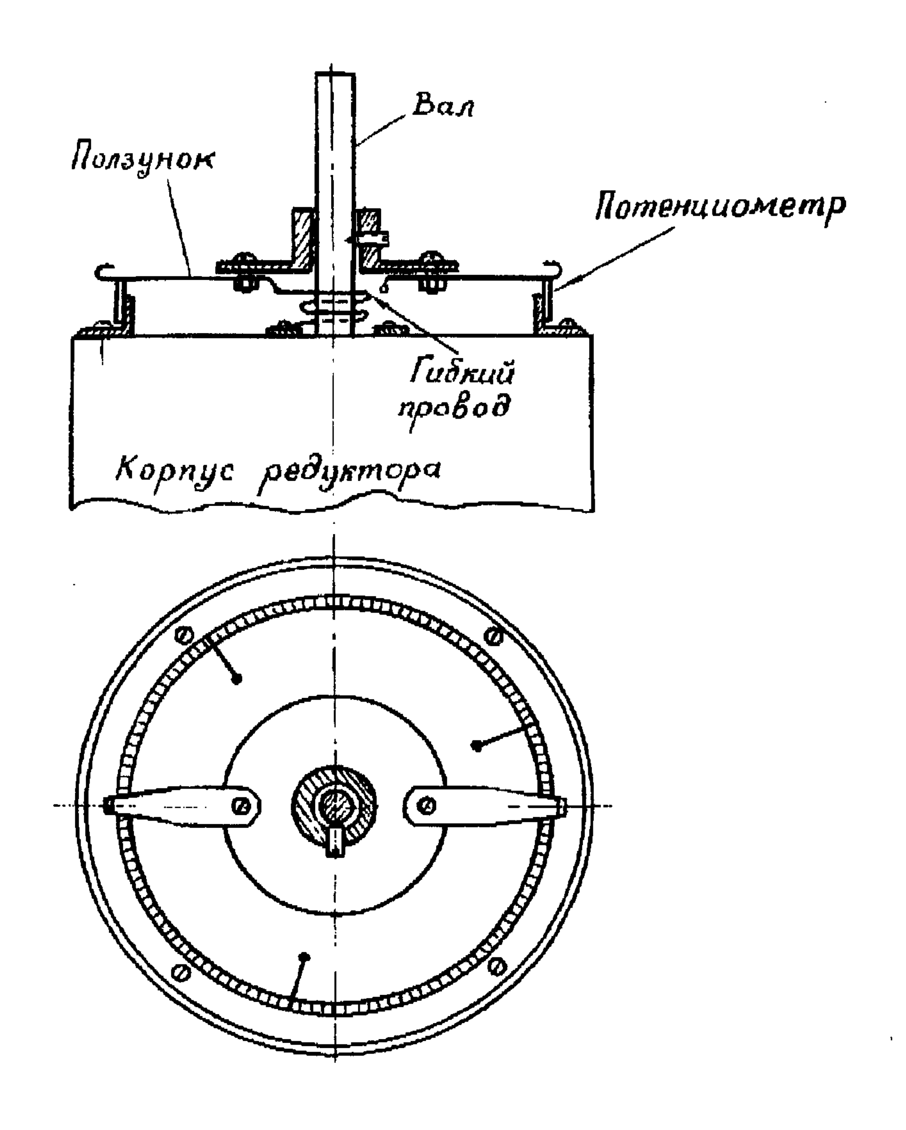


Рис. 5.89. Кольцевой потенциометр механизма вращения антенны

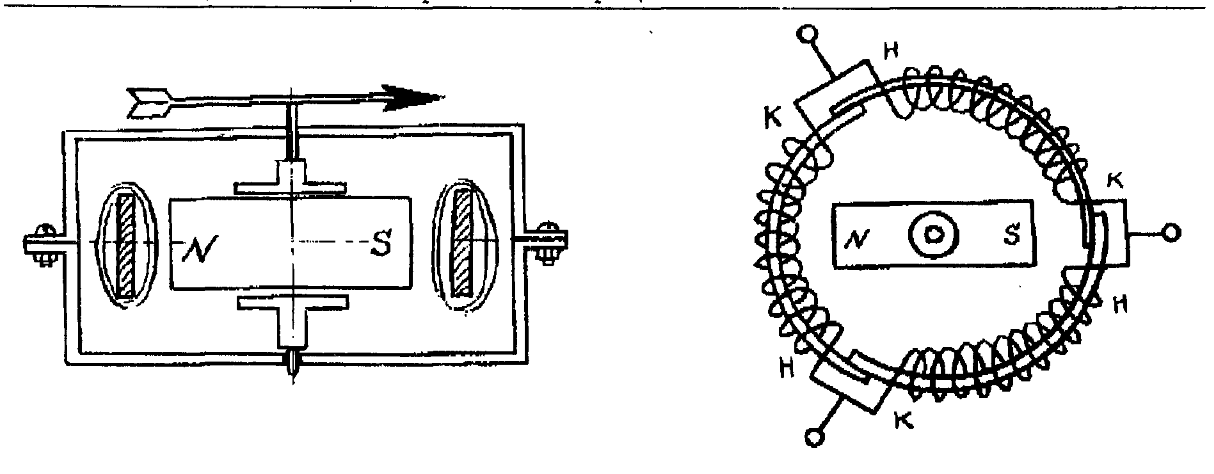


Рис. 5.90. Указатель угла поворота антенны.

Антенны могут поворачиваться на 180° в обе стороны от среднего положения. Для контроля положения антенны на выходном валу редуктора укреплен кольцевой потенциометр (рис. 5.89), соединенный с указателем (рис. 5.90), находящимся в помещении. Принципиальная схема вращающегося устройства и указателя поворотов изображена на рис. 5.91.

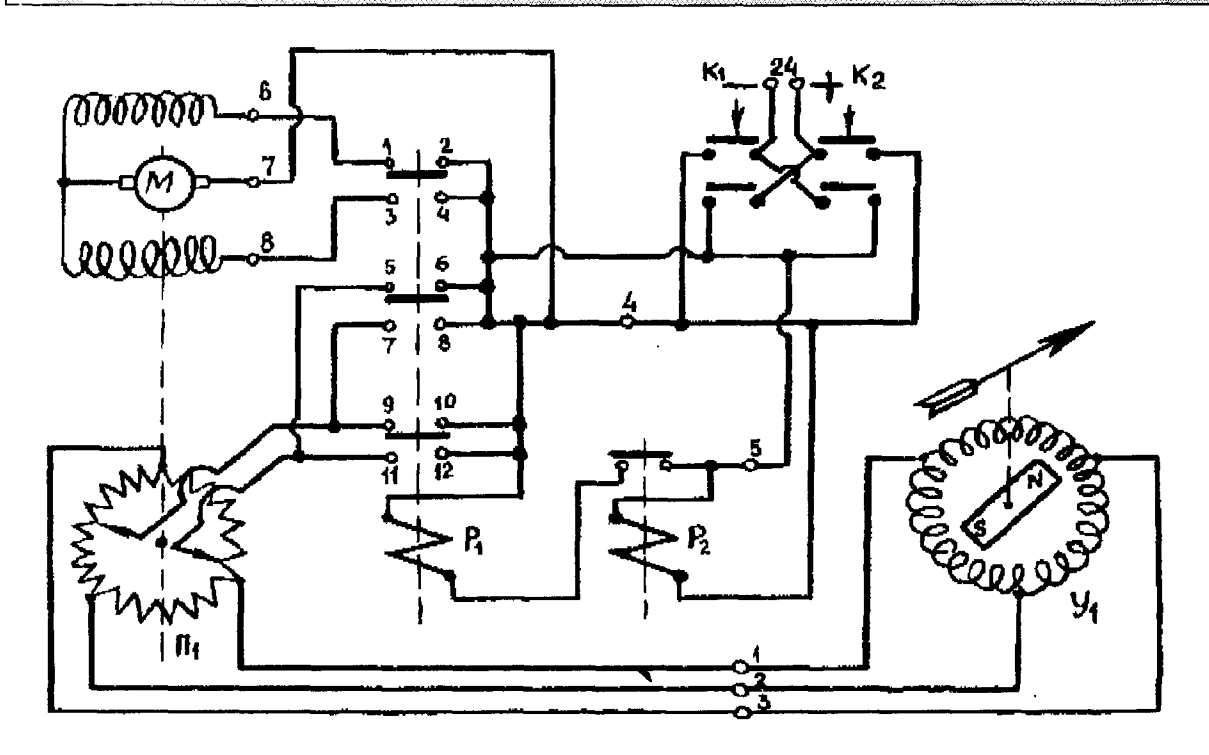


Рис. 5.91. Принципиальная схема вращающегося устройства.

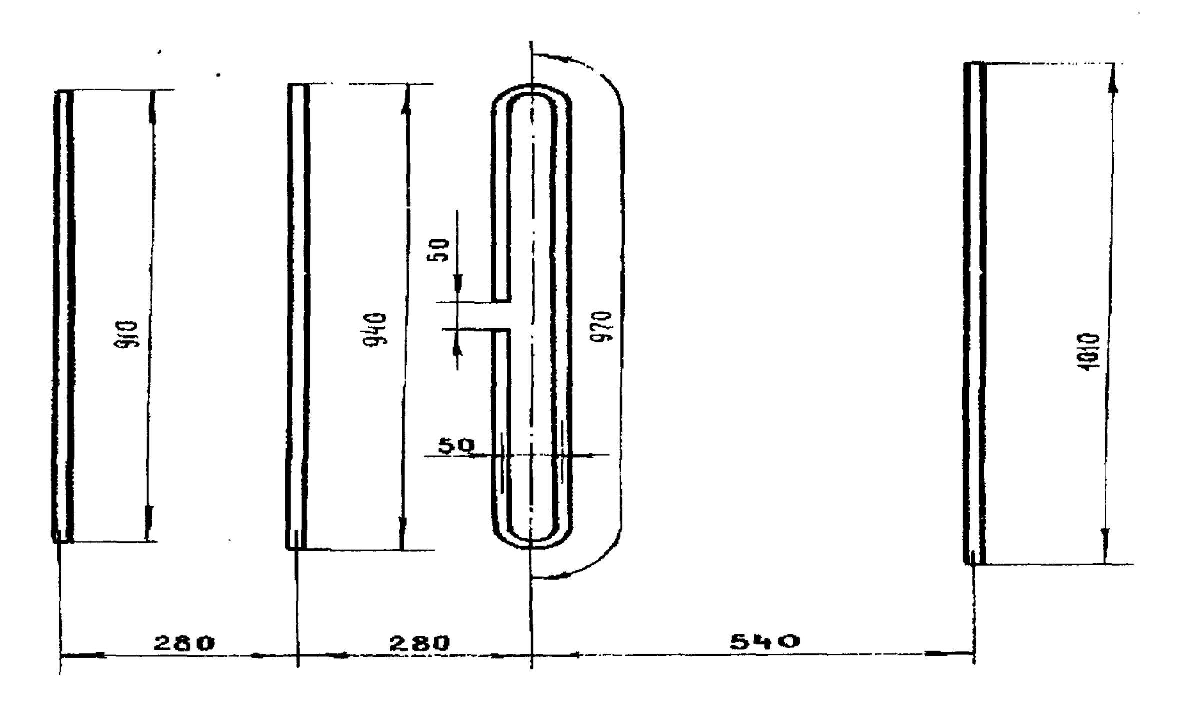


Рис. 5.92. Основные размеры антенны на 144...146 МГц.

Вращающее устройство состоит из пульта управления и исполнительного механизма. Работает оно следующим образом: при нажатии кнопки K_1 на провода *4* и *5* подается постоянное напряжение 24 В. Поляризованное реле P_2, отрегулированное на преобладание не срабатывает. Через нормально замкнутые контакты *1-2* реле P_1 напряжение подается на реверсивный электродвигатель.

Одновременно через нормально замкнутые контакты *5-6* и *9-10* реле P_1 напряжение подается на кольцевой потенциометр. В этом случае двигатель вращается влево. При нажатии кнопки K_2 полярность напряжения на проводах *4 и 5* изменится, реле P_2 сработает, его контакты *1-2* замкнутся, по обмотке реле P_1 пройдет ток и произойдет переброс

контактов с помощью которых переключаются обмотки электродвигателя и он начинает вращаться в противоположную сторону.

Полярность напряжения на кольцевом потенциометре при этом не меняется. Отводы от потенциометра сделаны через 120°.

Указатель положения антенны представляет собой как бы синхронный электродвигатель трехфазного тока. При изменении напряжения в обмотках ротор поворачивается на угол, совпадающий с углом поворота ползунка кольцевого потенциометра.

Для защиты редуктора и реле от снега и дождя они закрываются чехлом из полихлорвинила.

Вся антенна окрашивается масляной краской. Питание на антенну подается по коаксиальным кабелям с волновым сопротивлением 50 Ом. Кабели прочно прикрепляются верхними концами к антеннам и свободно свисают вниз, не мешая вращению антенны.

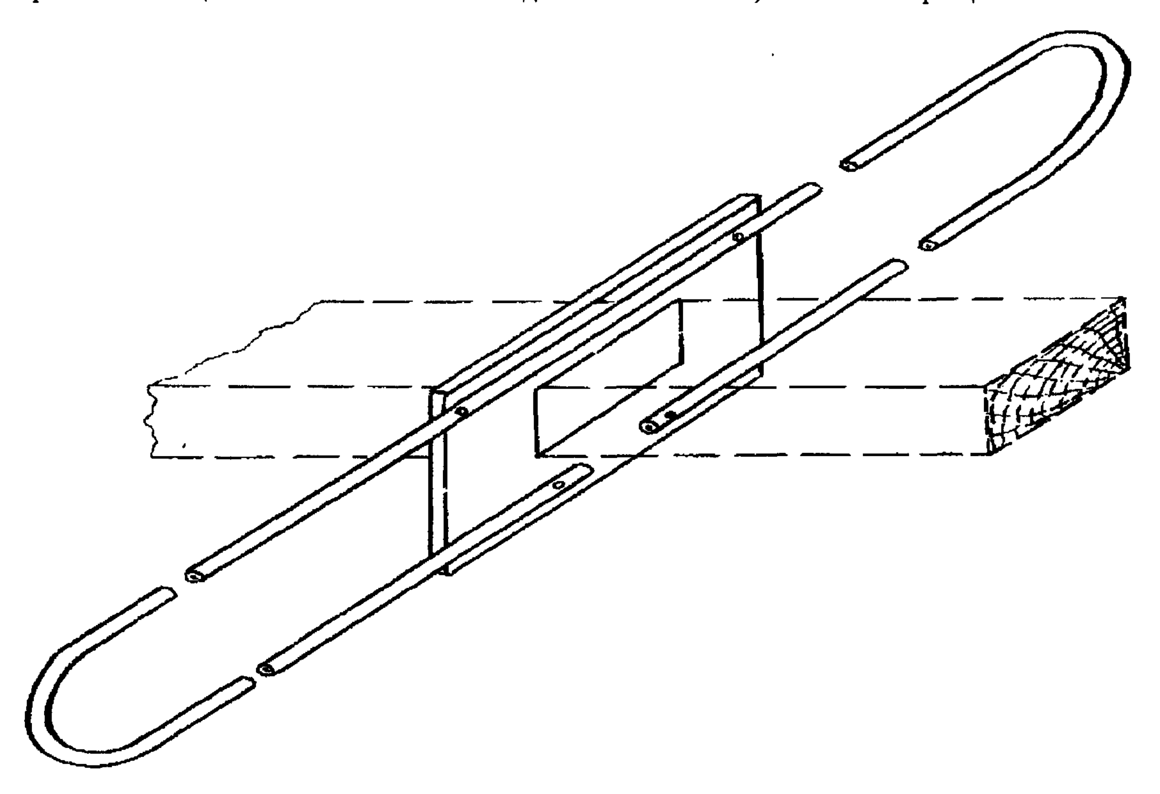


Рис. 5.93. Крепление петлевых вибраторов УКВ антенны

Основные размеры элементов антенны приведены на рис. 5.92. Изгибают трубы для петлевого вибратора следующим образом: берут трубу длиной несколько большей, чем указано в таблице 5-12, один ее конец сплющивают и заполняют трубу мелким сухим песком, после этого второй конец трубы также сплющивают. То место трубы, которое нужно изогнуть, нагревают над газовой горелкой или паяльной лампой и одновременно изгибают по заданным размерам (подогрев надо производить осторожно, иначе можно прожечь трубу) , после этого обрезают сплющенные концы трубы и высыпают песок.

Таблица 5.12

	А	Б	В	Г	Д	Е	Ж	З	И
144-146 МГц	280	280	340	910	940	970	1010	50	50

Вибратор антенны на 38-40 МГц изготавливают из двух труб, соединенных алюминиевым прутком диаметром 19 мм. Вибраторы укрепляют при помощи болтов к пластине из органического стекла (рис. 5.93), укрепленной с помощью стальных угольников на горизонтальном деревянном бруске.

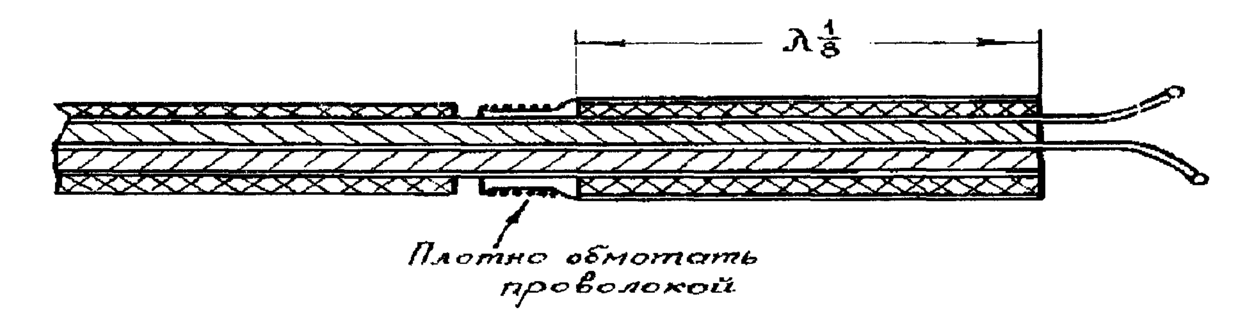


Рис. 5.94. Согласующее устройство

Настройка антенны производилась только на диапазоне 38-40 Мгц. Передатчик, настроенный на 39 МГц подключается к антенне. На расстоянии 15-20 м от антенны устанавливался полуволновый вибратор с детектором и микроамперметром. Половинки петлевого вибратора передвигались до получения максимального показания микроамперметра, после чего они закреплялись в этом положении. Настройка производилась при установленных пассивных элементах, положение которых определялось по максимальной громкости приема при проведении связей. Направленность антенны такова, что при повороте ее всего на 30-40° громкость приема падает в десятки раз.

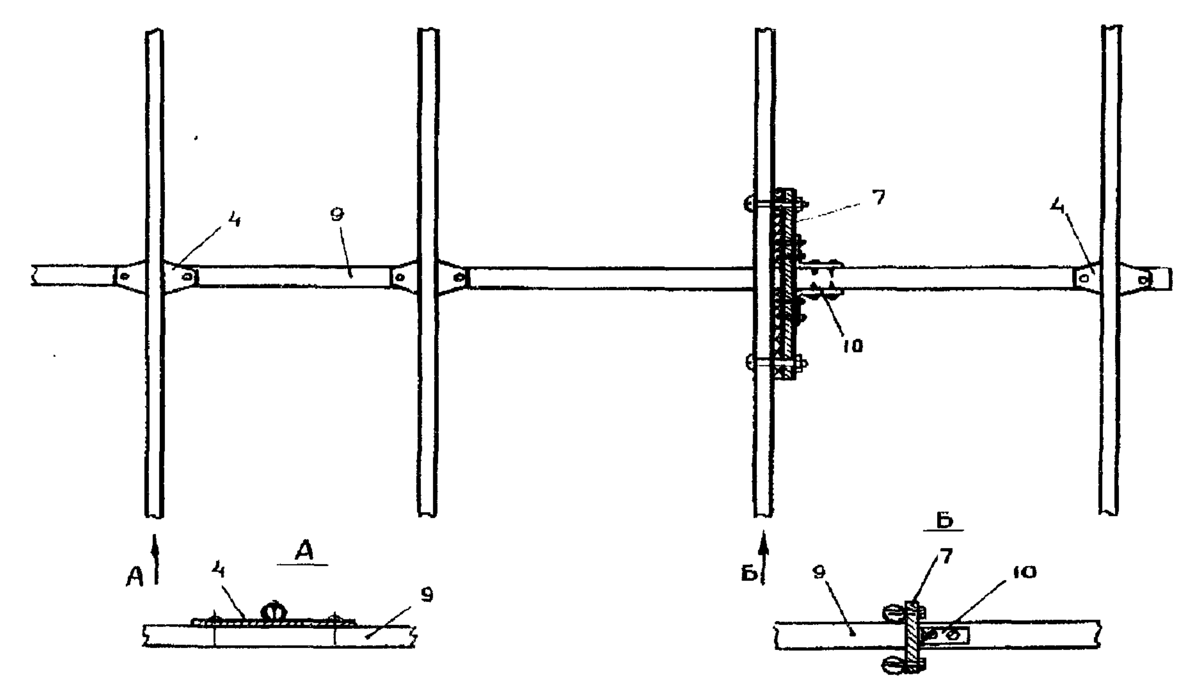


Рис. 5.95. Крепление элементов антенны

Согласующее устройство выполнено в виде так называемого "стакана" из металлического чулка длиной, равной одной восьмой волны (рис. 5.94). Редуктор применен фабричный, но можно использовать и любой другой с подходящим передаточным числом.

Установка элементов антенны на горизонтальном деревянном бруске показана на рис. 5.95. Размеры основных деталей вращающейся антенны указаны на рис. 5.96.

Детали 1,3,5 изготовлены из стали толщиной 4-5 мм, детали 2,4,6,10 - из стали толщиной 2 мм. Деталь *8* - стальная труба диаметром 22×19 мм. Детали *9* и *11* выполнены из дерева, деталь *7* - из органического стекла или текстолита толщиной 10-12 мм.

Кольцевой потенциометр наматывается на полоске из фибры толщиной 1,5 мм, шириной 10 мм и длиной 180 мм проводом ПЭШОК 0,2. Величина сопротивления этого потенциометра 210 Ом. Выводы делаются через 70 Ом. Катушки указателя поворота антенны намотаны на полосках из такой же фибры длиной 70 мм, каждая катушка имеет по 1000 витков провода ПЭЛ-1 0,12. Полуоси магнита указателя поворотов приклеены клеем БФ-2. Магнит может быть круглым или прямоугольным.

Мачта установлена на коньке крыши двухэтажного деревянного дома при помощи 12 оттяжек из 2-мм стальной проволоки, расположенных в три яруса. Для уменьшения влияния оттяжек на антенну в них врезаны орешковые изоляторы. Нижний конец мачты закреплен на крыше при помощи дверной петли.

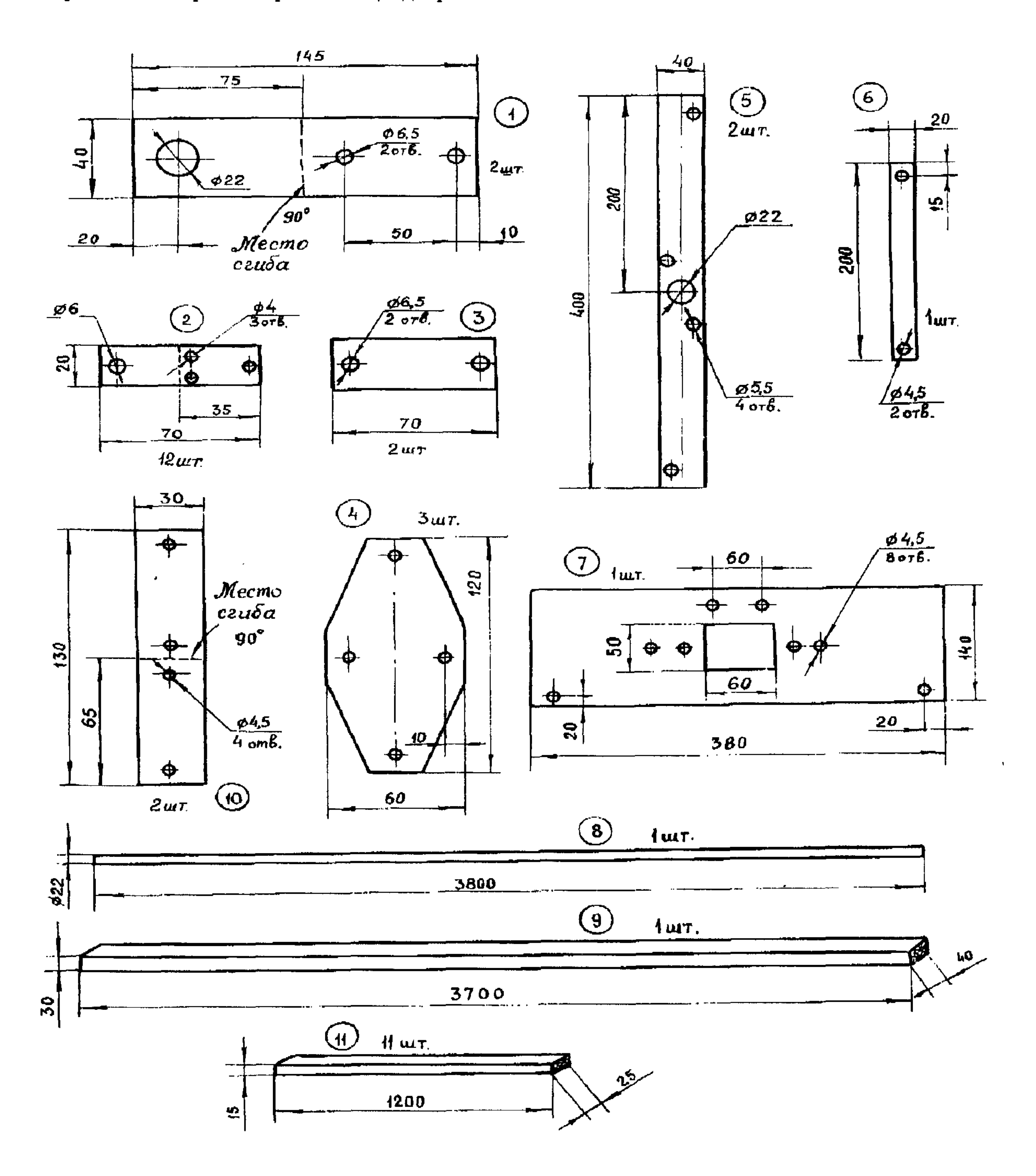


Рис. 5.96. Основные детали вращающейся антенны

АНТЕННА "ЗВЕЗДА ДАВИДА" - (трехэлементная)

Самая простая антенна "волновой канал" в цельнометаллическом исполнении показана на рис. 5.97, она имеет входное сопротивление 240 Ом и дает усиление 6-7 дБ.

Приведенные размеры соответствуют любительскому диапазону 2 м. Однако размеры антенны (мм) могут быть пересчитаны для любого диапазона УКВ по следующим приближенным формулам:

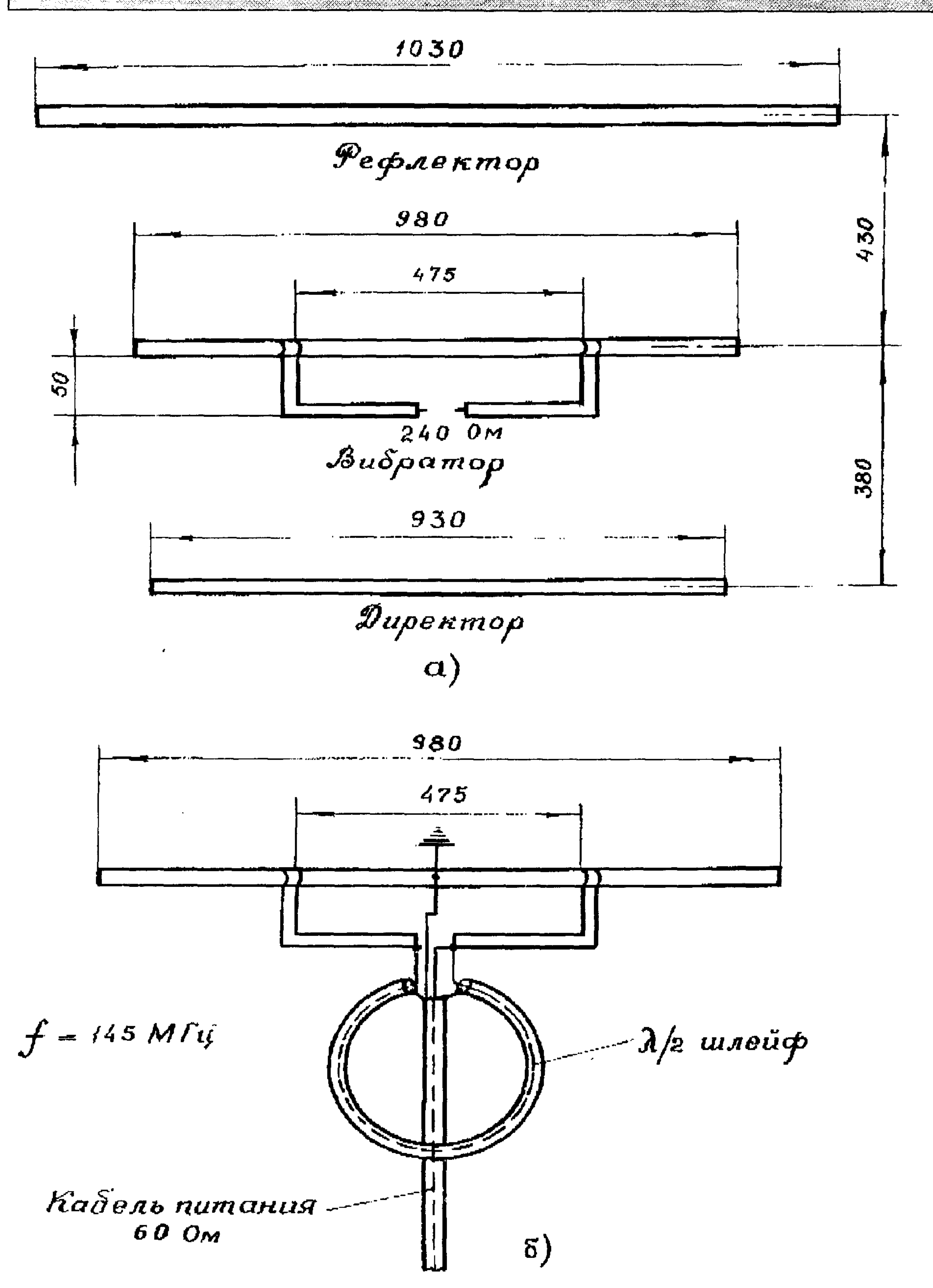


Рис. 5.97. Трехэлементная антенна *"ЗВЕЗДА ДАВИДА"*
а - согласованная с линией передачи, имеющей волновое сопротивление 240 Ом; б - согласованная с 60-омным коаксиальным кабелем

длина рефлектора $\frac{149400}{f(\text{МГц})}$;

расстояние вибратор-рефлектор $\frac{62500}{f(\text{МГц})}$;

длина вибратора $\frac{142000}{f(\text{МГц})}$;

расстояние вибратор-директор $\frac{55000}{f(\text{МГц})}$;

длина директора $\frac{135000}{f(\text{МГц})}$;

длина Т-образной схемы согласования $\frac{68000}{f(\text{МГц})}$.

Эталонная антенна имеет элементы диаметром 12 мм (некритичный размер). Размеры элементов приведены для случая, когда антенна крепится на металлической траверсе диаметром 20 мм. Если используются элементы антенны очень большого диаметра или несущая конструкция деревянная, все элементы антенны следует немного укоротить. Если же в качестве несущей траверсы используется металлическая труба большого диаметра, следует незначительно увеличить длину элементов антенны. Однако, вообще говоря, рассматриваемая антенна достаточно широкополосна для того, чтобы в приведенных выше случаях можно было обходиться и без корректировки приведенных размеров антенны. На рис. (5.97б) показано согласование несимметричного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 60 Ом с рассматриваемой антенной. Длина полуволновой петли равна $\lambda/2 \times k$ (коэффициент укорочения) составляет 680 мм.

АНТЕННА "ЧУМНАЯ ЗВЕЗДА" - (девятиэлементный "волновой канал")

Такая антенна уже является антенной с большим коэффициентом усиления, достигающим значения 10-11 дБ и антенной, имеющей узкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости. Полоса пропускания антенны достаточно большая и позволяет работать в диапазоне 144-146 МГц без заметного уменьшения мощности. На рис. 5.98 изображена схема антенны с размерами для диапазона 2 м.

Эта антенна также может быть сконструирована для любого диапазона. Если рассчитать ее элементы (мм) по формулам:

- длина рефлектора $\frac{152500}{f(МГц)}$;
- длина вибратора $\frac{141600}{f(МГц)}$;
- 1-й директор $\frac{132100}{f(МГц)}$;
- 2-й директор $\frac{130700}{f(МГц)}$;
- 3-й директор $\frac{128500}{f(МГц)}$;
- 4-й директор $\frac{126300}{f(МГц)}$;

5-й директор $\frac{124200}{f(МГц)}$;

6-й директор $\frac{122000}{f(МГц)}$;

7-й директор $\frac{120500}{f(МГц)}$;

расстояние вибратор - рефлектор $\frac{75000}{f(МГц)}$;

расстояние вибратор - директор и директор - директор $\frac{30000}{f(МГц)}$;

внутренний размер Т-образной схемы согласования $\frac{1200}{f(МГц)}$;

Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости равна приблизительно 40°. Существует много вариантов исполнения многоэлементной антенны "волновой ка-

нал", отличающихся друг от друга числом элементов, видом или способом питания излучателя

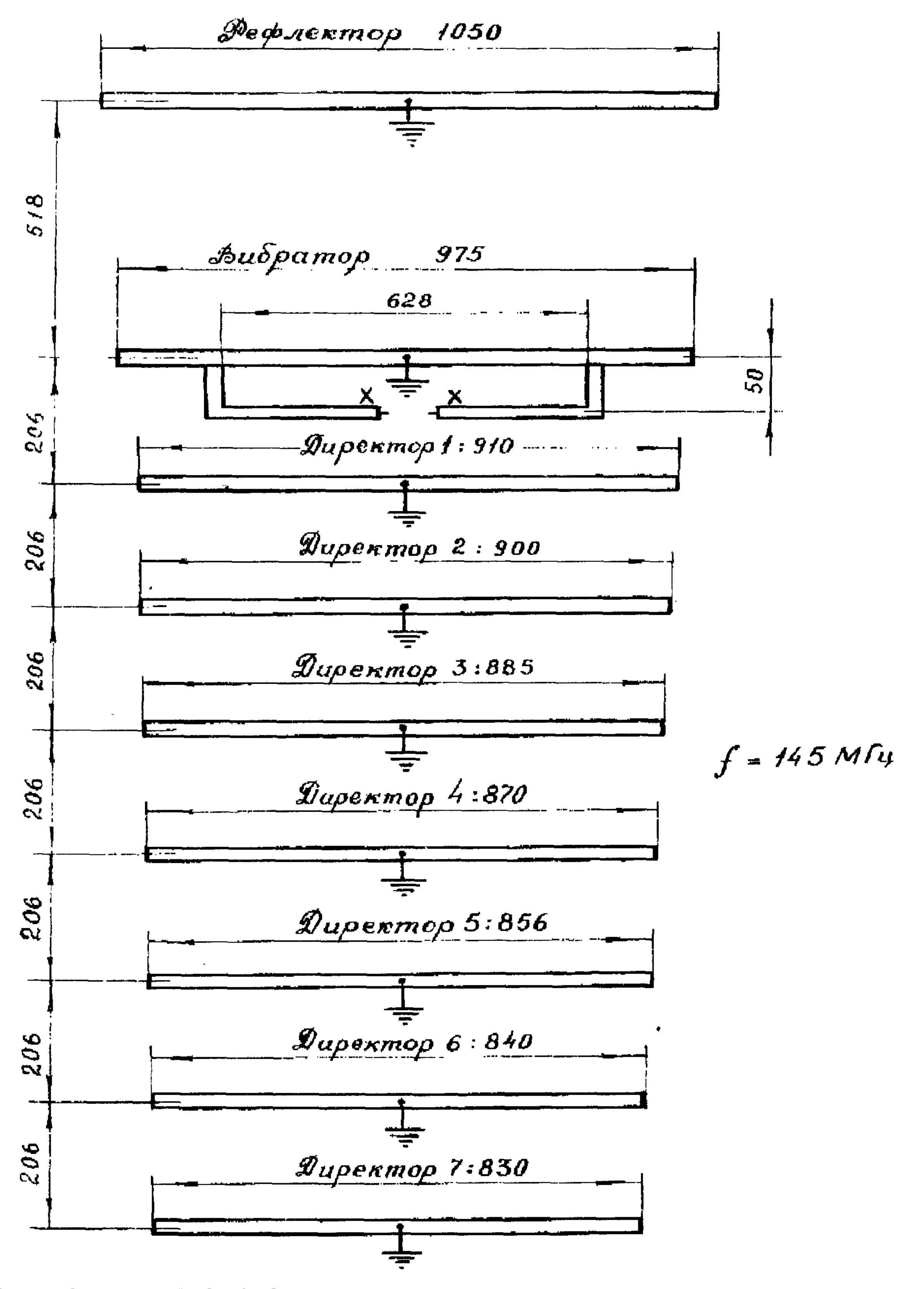


Рис. 5.98. Антенна "УМНАЯ ЗВЕЗДА"

и т.п. Точное согласование антенны с линией передачи определяется всегда экспериментально. Очень часто в качестве излучателя используют шлейфовый вибратор. Так как в этом случае увеличивается входное сопротивление антенны и несколько увеличивается полоса пропускания. В приведенных выше конструкциях такие вибраторы не использова-

лись, исходя из чисто механических соображений, поскольку шлейфовый вибратор не позволяет осуществлять дополнительную регулировку, а размеры Т-образной схемы согласования могут измениться в широких пределах. Входное сопротивление антенны, равное 240 Ом, имеет то преимущество, что в этом случае линию питания, изготовленную из ленточного кабеля УКВ с волновым сопротивлением, равным 240 Ом можно непосредственно подключить к точкам питания. Кроме того, в этом случае при помощи полуволновой петли можно согласовать и симметрично подключить к антенне несимметричный коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 60 Ом.

АНТЕННА "НОСТРАДАМУС" - (девятиэлементная на 145 МГц)

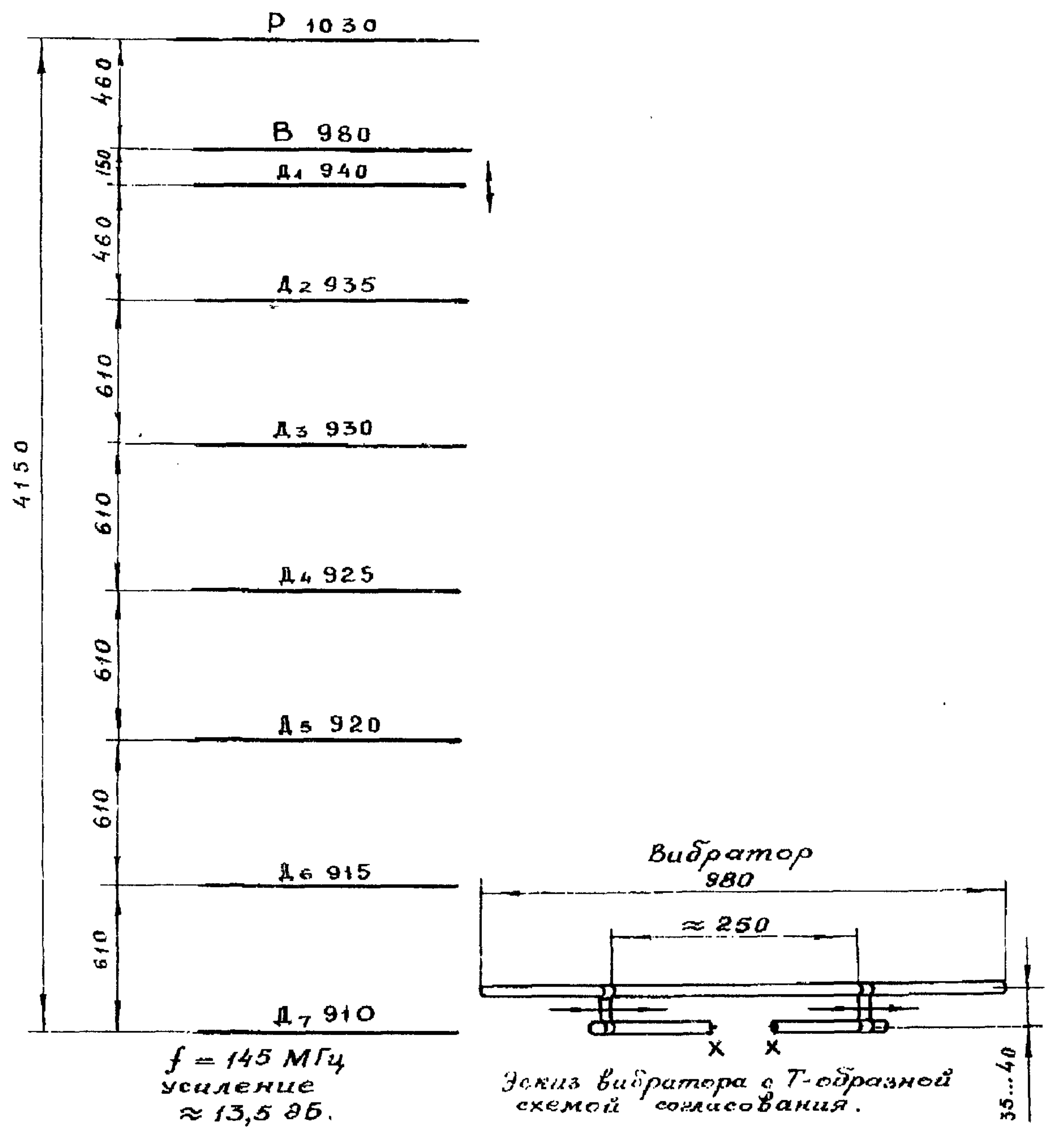


Рис. 5.99. Антенна "НОСТРАДАМУС"

Антенна, показанная на рис. 5.99, рассчитана на диапазон 2 м, имеет длину 2 λ и дает коэффициент усиления 13,6 дБ. Резонансная частота антенны равна 145 МГц и, следовательно, антенна наиболее эффективно работает в низкочастотной части диапазона. Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости примерно равна 25°, величина обратного ослабления 20 дБ.

Диаметр пассивных элементов должен быть не больше 6 мм. На рис. 5.99 изображена Т-образная схема согласования, позволяющая согласовать антенну с линией передачи,

имеющей волновой сопротивление 240 Ом. В точки питания XX можно также подключить полуволновую петлю из коаксиального кабеля для согласования антенны с несимметричным коаксиальным кабелем, волновое сопротивление которого 60 Ом (эта же схема осуществляет дополнительно и симметрирование коаксиального кабеля). Для получения точного согласования в незначительных пределах меняют расстояния между первыми директорами антенны. Расстояние между первыми директорами и вибратором - наиболее критичный размер антенны.

АНТЕННА "ДАНТЕ" - (с удлиняющей траверсой на 145 МГц)

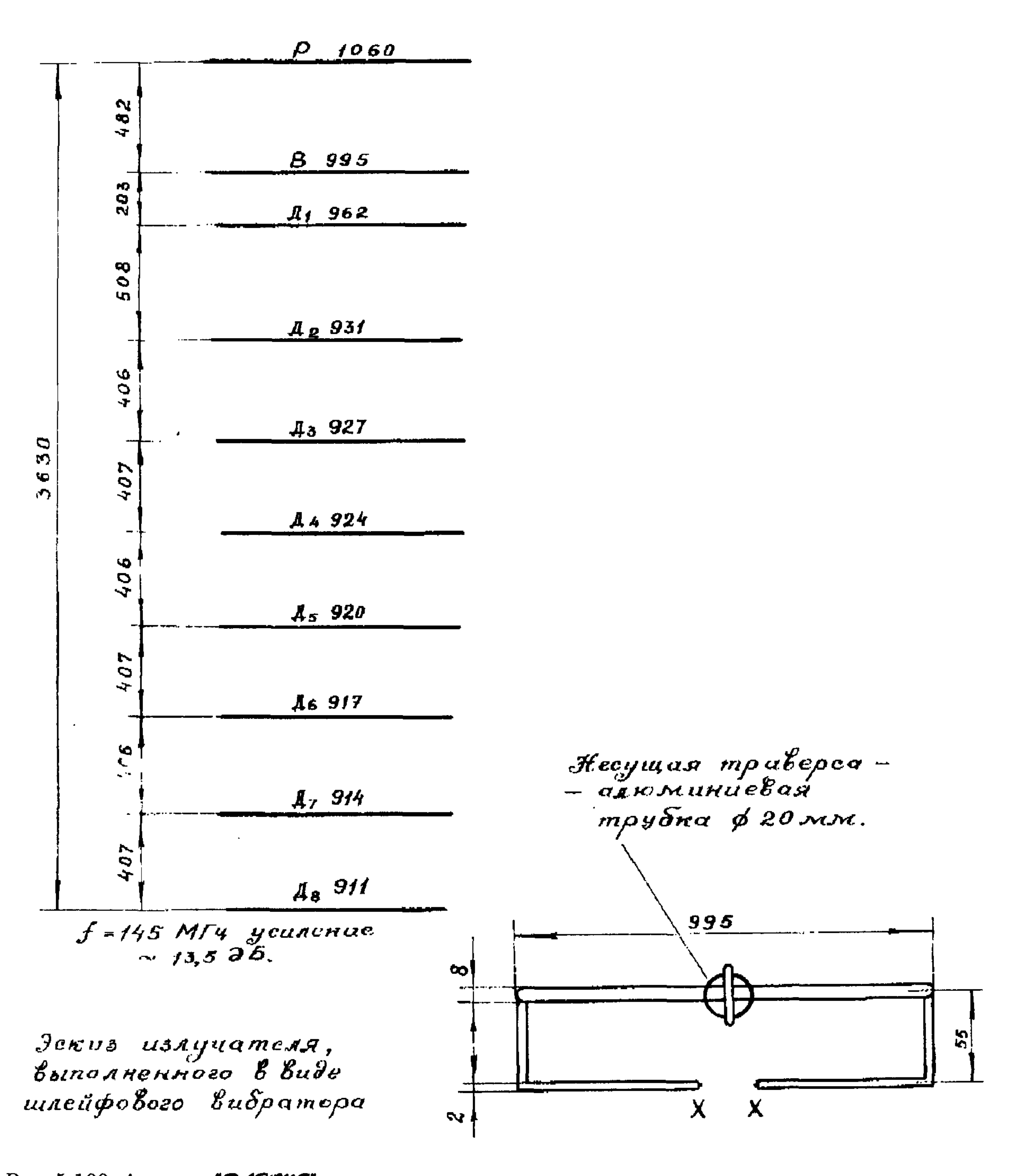


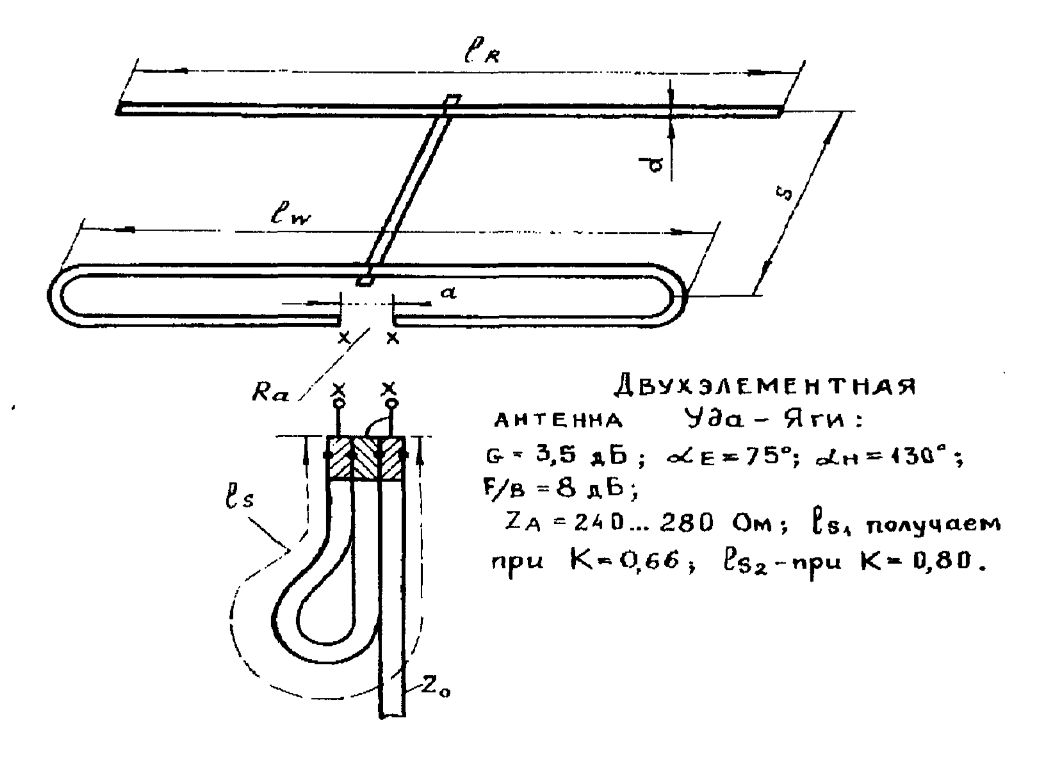
Рис. 5.100. Антенна "ДАНТЕ"

Длина антенны 3,5 λ, директоры имеют одинаковые размеры, а коэффициент усиления равен 16 дБ. Для резонансных частот 144, 145 и 146 МГц длины рефлекторов соответственно равный 1041, 1035 и 1027 мм, длины директоров (одинаковы для всех) - 935, 927, 919 мм. Диаметр всех пассивных элементов не превышает 3 мм. Несущая траверса антен-

ны - трубка диаметром 32 мм, длина ее 7,20 м. Вид излучателя: шлейфовый вибратор с различными диаметрами проводников рис.5.100. Размеры шлейфового вибратора: толстый проводник - диаметр 12 мм, длина 978 мм, тонкий проводник - диаметр 3 мм, расстояние между обоими элементами 25 мм. Расстояние между пассивными элементами: вибратор-рефлектор - 483 мм, вибратор - 1 директор - 178 мм, 1 директор - 2 директор - 190 мм, 2-3 - 190 мм, 3-4 - 406 мм, 4-5 -813 мм, расстояние между всеми остальными директорами равно 813 мм.

Сопротивление в точке питания приблизительно 240 Ом. Точное согласование антенны с линией передачи производится с помощью изменения расстояний между первыми директорами и вибратором. Излучатель может быть изготовлен также в виде прямолинейного вибратора длиной 990 мм с Т-образной схемой согласования.

АНТЕННА "ИТАЛИЯ" - (двухэлементный вариант)



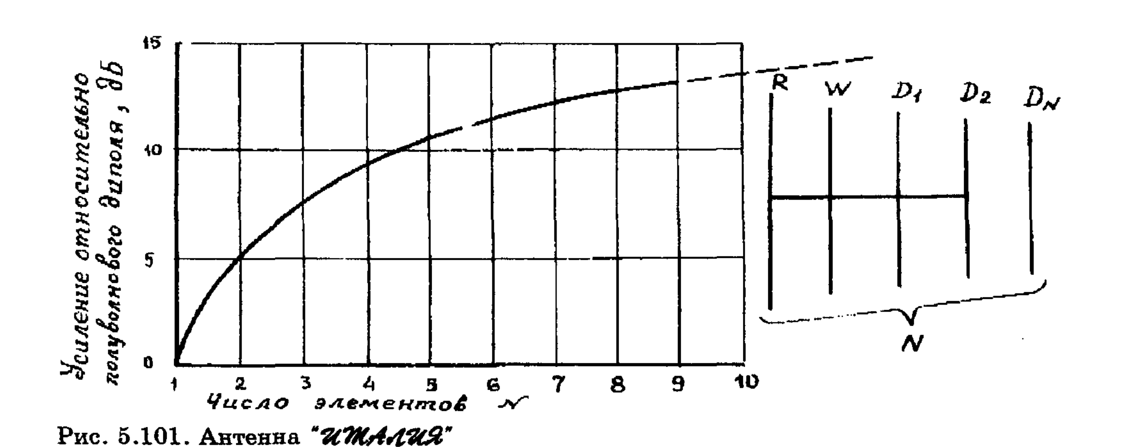


Рис. 5.101. Антенна "ИТАЛИЯ"

Обычно двухэлементная антенна содержит вибратор и рефлектор, что позволяет получить большое отношение F/B (отношение излучения антенны в главном направлении к

излучению в противоположном направлении). Основные размеры антенны указаны на рис. 5.101.

Обычно на практике применяется петлевой вибратор, что позволяет значительно облегчить согласование и симметрирование при использовании в качестве линии питания коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50...75 Ом. Длина симметрирующей петли зависит от коэффициента укорочения для применяемого провода. В табл. 5.13 длина l_{s1} соответствует линии с коэффициентом укорочения K=0,66, а длина l_{s2} - линии с K=0,8. Указанные в табл. 5.13 размеры должны выдерживаться с точностью ±5%. Исключение составляет длина l_s, которую обычно подбирают опытным путем.

Таблица 5.13

Основные размеры двухэлементной антенны

f,МГц	145	432	1296
l_w, мм	931	310	103
l_R, мм	1040	346	105
S, мм	020	207	67
D, мм	40...50	10...59	3...7
α, мм	10...20	3...6	2...4
λ_{Sr}, мм	2070	694	231
l_{S1}, мм	683	228	79
l_{S2}, мм	830	277	93
A_H, мм	1030	344	115
A_E, мм	1440	480	160
d, мм	6...10	3...6	1...4

Отметим, что если рассматриваемая антенна является элементом антенной системы, то между отдельными элементами по вертикали расстояние должно быть равным A_H, а по горизонтали A_E.

АНТЕННА "ГИБРАЛТАР"

На рис. 5.102 приведена схема антенны, предназначенной для работы в диапазоне 144 МГц (2м). Конструкция антенны является чрезвычайно удобной при транспортировке, так как основные элементы антенны (плечи вибратора и рефлектора) выполнены разборными.

Переменный конденсатор емкостью 3...30 Пф служит для компенсации индуктивности шлейфа. Обычно в данном случае используются конденсаторы, способные работать в условиях значительного изменения температуры, влажности и пр. Обычно переменный конденсатор после окончания настройки антенны заменяют на конденсатор постоянной емкости.

Усиление антенны G=4,5 дБ , отношение F/B=14 дБ, минимальное излучение соответствует углам 90° и 270°, его уровень составляет 39 дБ.

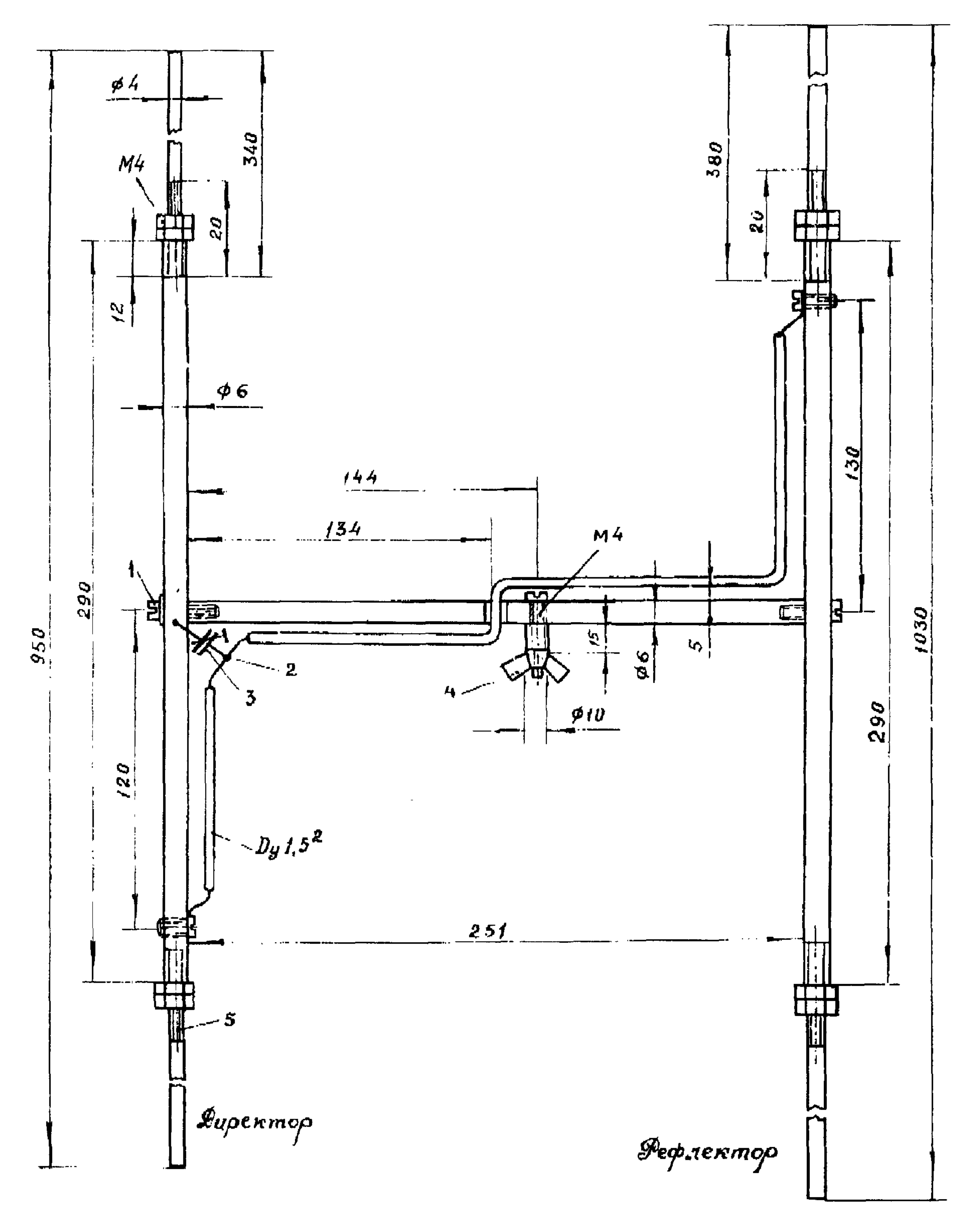


Рис. 5.102. Антенна "ГИБРАЛТАР"

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем, с сопротивлением 50...75 Ом без симметрирующего устройства, роль которого выполняет перекрещенные шлейф, удлиняющий вибратор. Роль подстроечных конденсаторов выполняют здесь две металлические пластинки, припаянные к гнезду *BNC* и к проводу шлейфа. Изменяя расстояние между пластинками, можно настраивать антенну. В качестве фазирующего шлейфа в диапазоне 144 МГц используется провод в полихлорвиниловой изоляции, а в диапазонах 432 и 1296 МГц - обнаженный провод (обычно посеребренный), припаянный к диполю.

АНТЕННА "ОГНИ ЭЛЬМА"

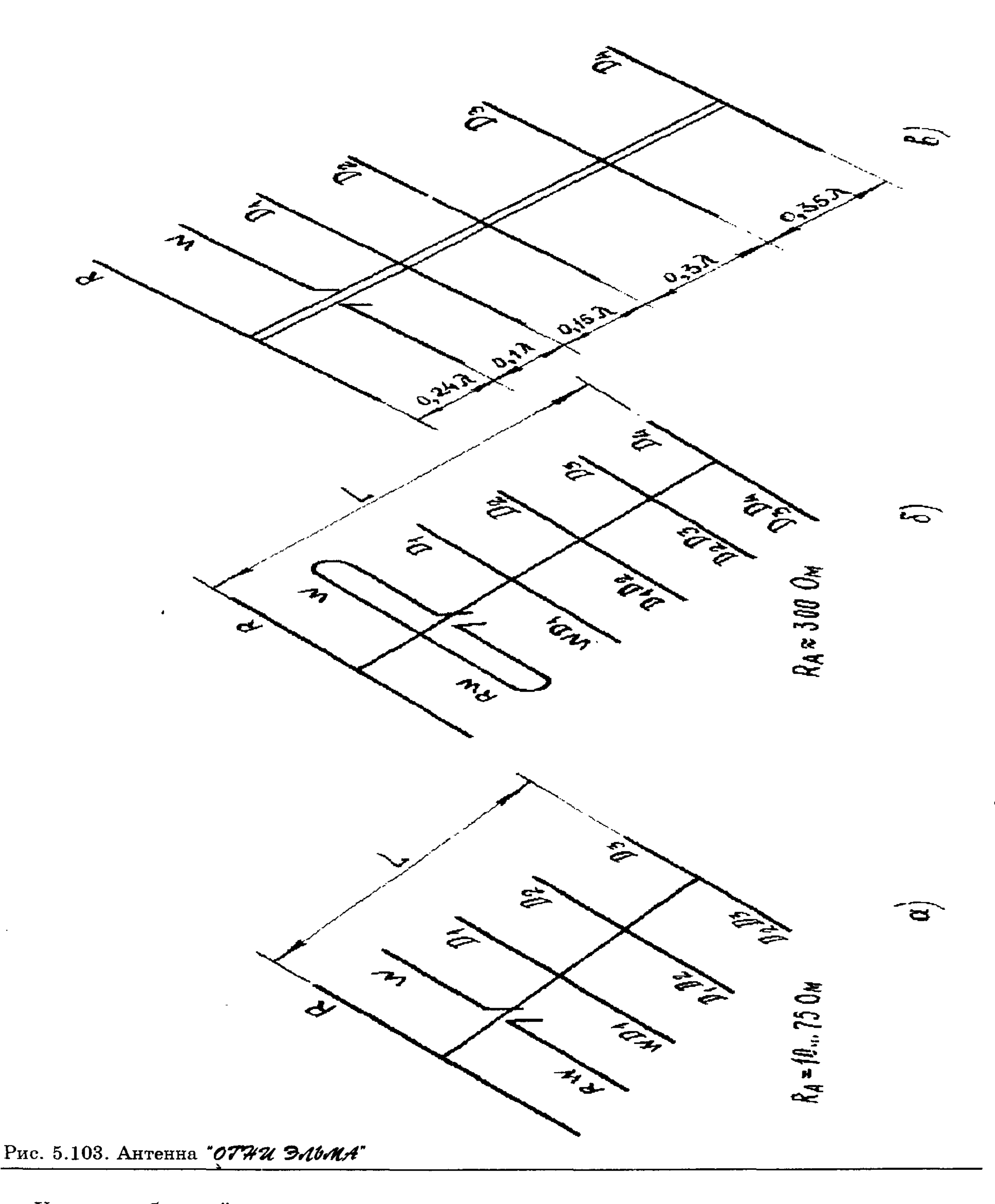


Рис. 5.103. Антенна "ОГНИ ЭЛЬМА"

У радиолюбителей имеется не совсем правильное представление о возможностях многоэлементных антенн. Надо сказать, что это недоразумение породил график, который приводился в большинстве публикаций на эту тему.

Этот график показывает, как изменяется усиление дипольной антенны в зависимости от числа элементов. Отметим, однако, что он справедлив только в том случае, если с ростом числа элементов увеличивается и длина антенны. Напротив, эти результаты не имеют никакого отношения к антенне с неизменной длиной, для которой увеличение числа элементов приводит к сокращению расстояния между ними. Отметим здесь же, что в последнем случае увеличивается лишь ширина полосы антенны (усиление практически не изменяется).

Разработано достаточно большое число различных конструкций антенны для диапазонов 144 и 432 МГц. Параметры лучших из них представлены в таблице 5.14.

Таблица 5.14

№ п/п	N	R_A, Ом	G, дБ	Размеры, мм												Опти-мум
				L	R	W	D_1	D_2	D_3	D_4	RW	WD_1	D_{12}	D_{23}	D_{24}	
1	2	24	3,2	310	1010	970	-	-	-	-	310	-	-	-	-	Усил
2	2	30	2,2	310	1040	970	-	-	-	-	310	-	-	-	-	
3	2	14	3,4	207	-	970	970	-	-	-	-	207	-	-	-	Усил
4	2	26	2,5	207	-	970	935	-	-	-	-	207	-	-	-	
5	3	12	4,8	414	1040	970	932	-	-	-	207	207	-	-	-	Кор
6	3	3,9	3,9	725	1035	972	950	-	-	-	-	518	207	-	-	
7	3	32	6,8	830	1045	970	947	-	-	-	416	415	-	-	-	Усил
8	3	36	6,8	1036	1040	970	947	-	-	-	518	518	-	-	-	Усил
9	3	75	4,0	730	1010	970	930	-	-	-	390	320	-	-	-	
10	3	300	4,0	690	1080	970	810	-	-	-	440	220	-	-	-	Шир.
11	3	300	5,0	580	1168	1070	846	-	-	-	326	270	-	-	-	полос
12	3	70	6,0	830	1025	972	920	-	-	-	415	415	-	-	-	
13	4	15	5,8	932	1035	972	950	930	-	-	518	207	207	-	-	Кор
14	4	30	7,8	1065	1070	970	927	920	-	-	415	415	415	-	-	Усил
15	4	300	6,5	1065	1010	970	930	930	-	-	390	320	385	-	-	
16	4	75	7,0	1285	1010	970	930	930	-	-	390	320	545	-	-	Усил
17	4	300	6,5	1110	1100	970	930	930	-	-	390	270	420	-	-	
18	4	75	8,0	1135	:100	970	930	930	-	-	390	450	565	-	-	Усил
19	5	28	8,8	1660	1035	970	927	920	913	-	45	415	415	415	-	Усил
20	5	300	7,5	1840	1100	970	930	920	870	-	390	270	465	685	-	
21	6	20	10,0	2360	1060	980	940	940	940	940	500	210	310	620	720	Усил
22	6	70	8,5	1500	1041	946	927	927	927	927	483	160	177	216	420	Усил

*

- Усил - Усиление
- Кор - Короткая
- Шир. полос - Ширина полосы

Конструкция антенны, входящей в табл. 5.14 под номером 21, показана на рис. 5.103в. Она разработана радиолюбителем с позывными DL3FM. Конструкции двух других антенн показаны на рис. 5.103а,б.

АНТЕННА "ЮЖНЫЙ КРЕСТ" - (трехэлементная, многоэтажная)

Как показала практика, получившие большое распространение пятиэлементные антенны "волновой канал" сравнительно узкополосны, критичны к размерам элементов и расстоянию между ними и для получения максимального усиления, необходимой полосы пропускания и удовлетворительного согласования с фидером нуждаются в подстройке. В результате коэффициент усиления ненастроенной пятиэлементной антенны оказывается немногим больше коэффициента усиления трехэлементной антенны волновой канал.

Трехэлементные антенны менее критичны к размерам элементов, более широкополосны, их максимальный коэффициент усиления удается получить без подстройки. Повышение коэффициента усиления может быть получено путем увеличения числа этажей в антенне от двух до четырех. Из-за сложности выполнения межэтажных соединений, большого распространения эти антенны не получили. Однако такие антенны могут быть сделаны радиолюбителями. На рис. 5.104 приведена схема соединения этажей такой антенны, выполненного высокочастотным кабелем. Антенны двух верхних и двух нижних этажей соединяются перекрещивающимися двухпроводными полуволновыми линиями, выполненными из двух отрезков коаксиального 75-омного кабеля (РК-1,РК-3). При этом входные сопротивления двух верхних (или нижних) этажей, примерно равные 150 Ом, соединяются параллельно, образуя суммарное сопротивление каждой пары, равное 75 Ом. Два таких сопротивления от верхней и нижней пары этажей трансформируются четвертьволновыми 104-омными линиями в точках а-а до величин 150 Ом. Так как в точках *а - а* эти сопротивления соединены параллельно, входное сопротивление антенны в этих точках

равно 75 Ом. Четвертьволновые симметричные линии с волновым сопротивлением 104 Ом выполнены из двух отрезков 52-омного коаксиального кабеля (РК-6, РК-19).

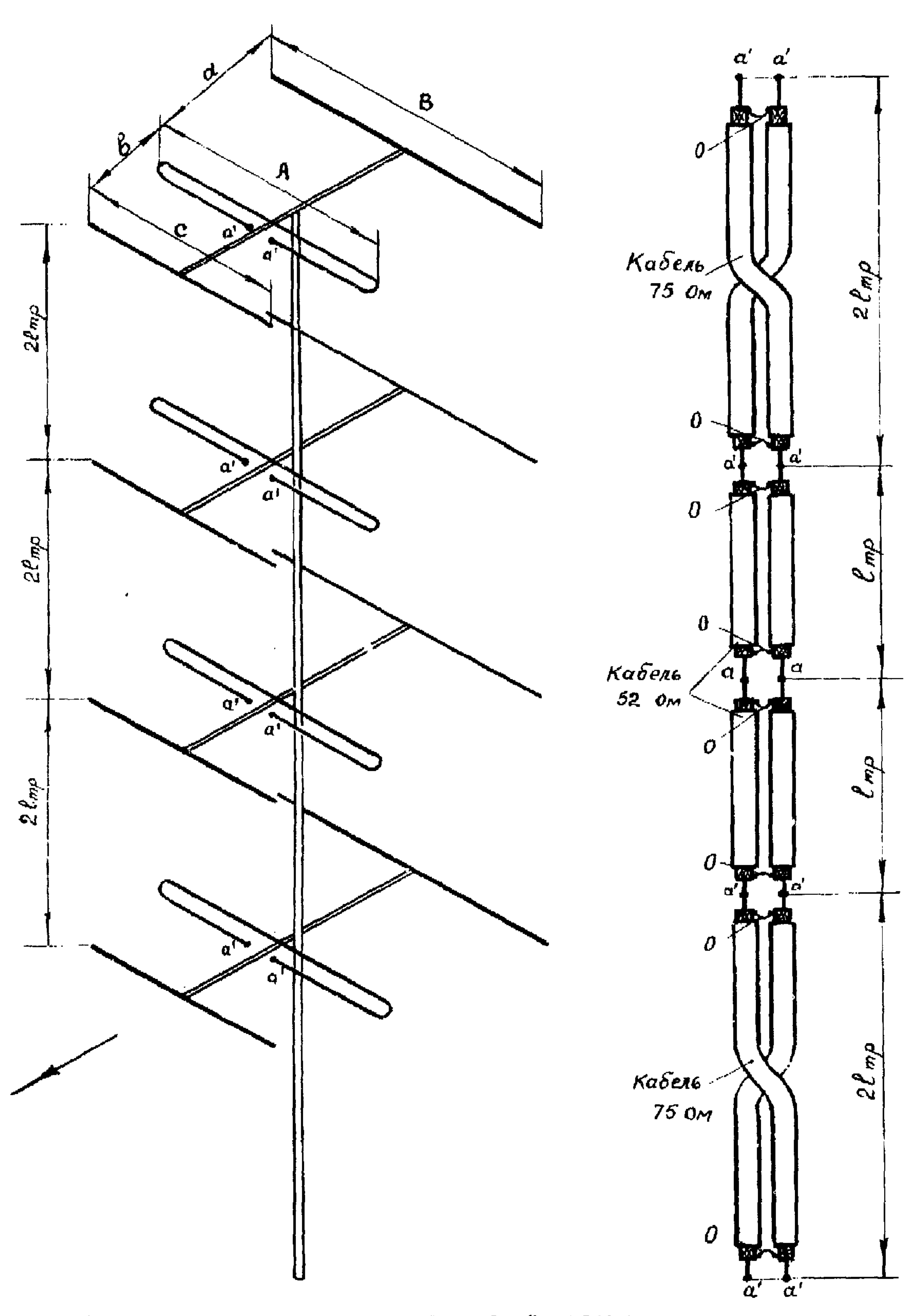


Рис. 5.104. Схема соединения этажей антенны "ЮЖНЫЙ КРЕСТ"

На рис. 5.105 приведена схема соединения этажей двухэтажной антенны, составленной из трехэлементных антенн волновой канал. Этажи антенны соединены также, как у трехэлементных многоэтажных антенн. Данные симметрирующего устройства, с помощью которого к точкам *a* - *a* присоединяются фидер из 75-омного коаксиального кабеля, и длины

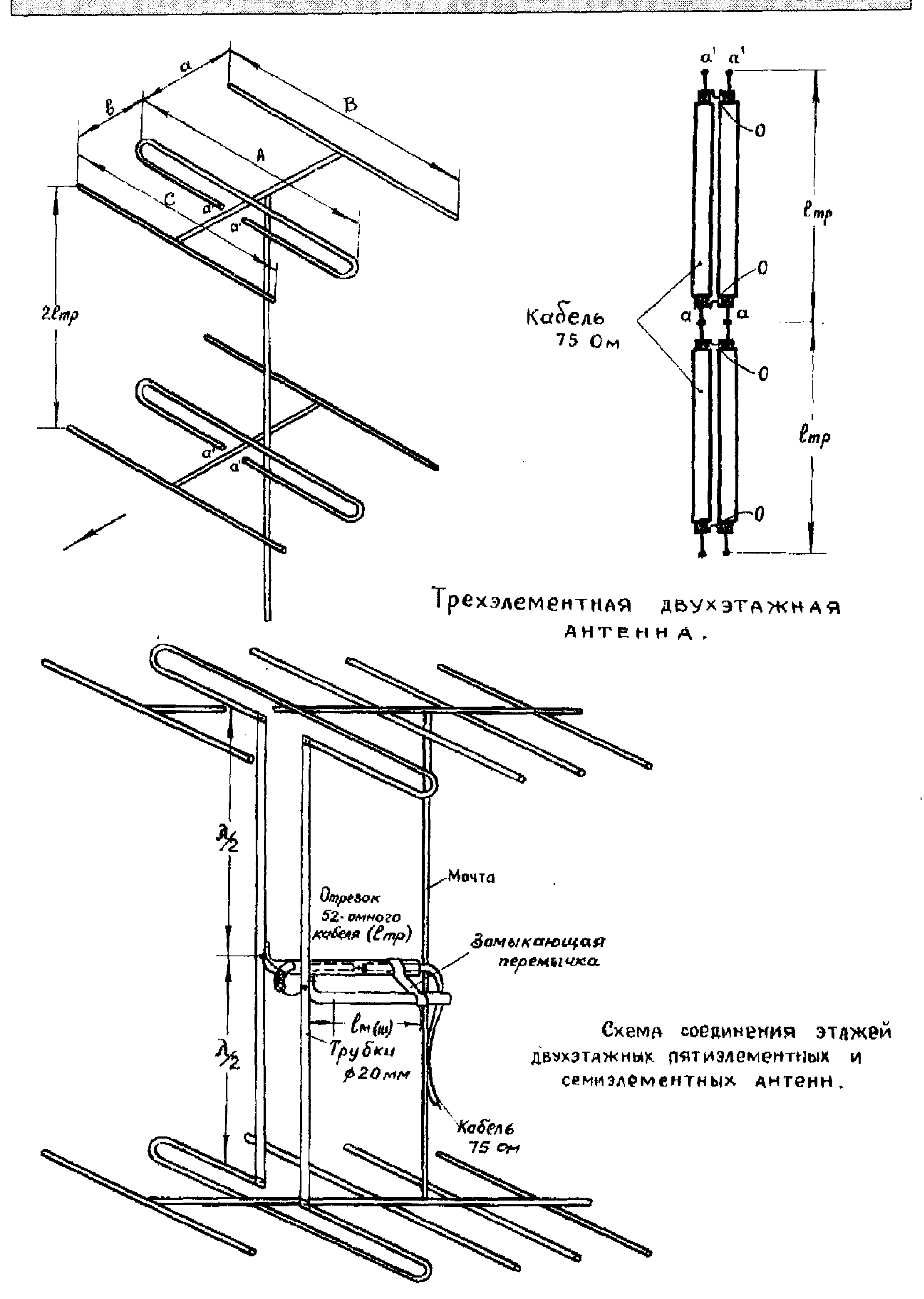


Рис. 5.105. Схема соединения этажей двухэтажной трехэлементной (верхний рисунок) и пятиэлементной антенны (нижний рисунок)

соединительных линий также указаны в журнале "Радио" №4, 1959г. Расстояние между этажами, как и в предыдущем случае, определено длиной соединительных линий.

АНТЕННА "СЕВЕРНАЯ КОРОНА" - (на УКВ диапазоны)

Уровень сигнала при тропосферном приеме зависит от длины трассы приема, мощности передатчика, его частоты, сигналы подвержены значительным замираниям, связанным с состоянием тропосферы.

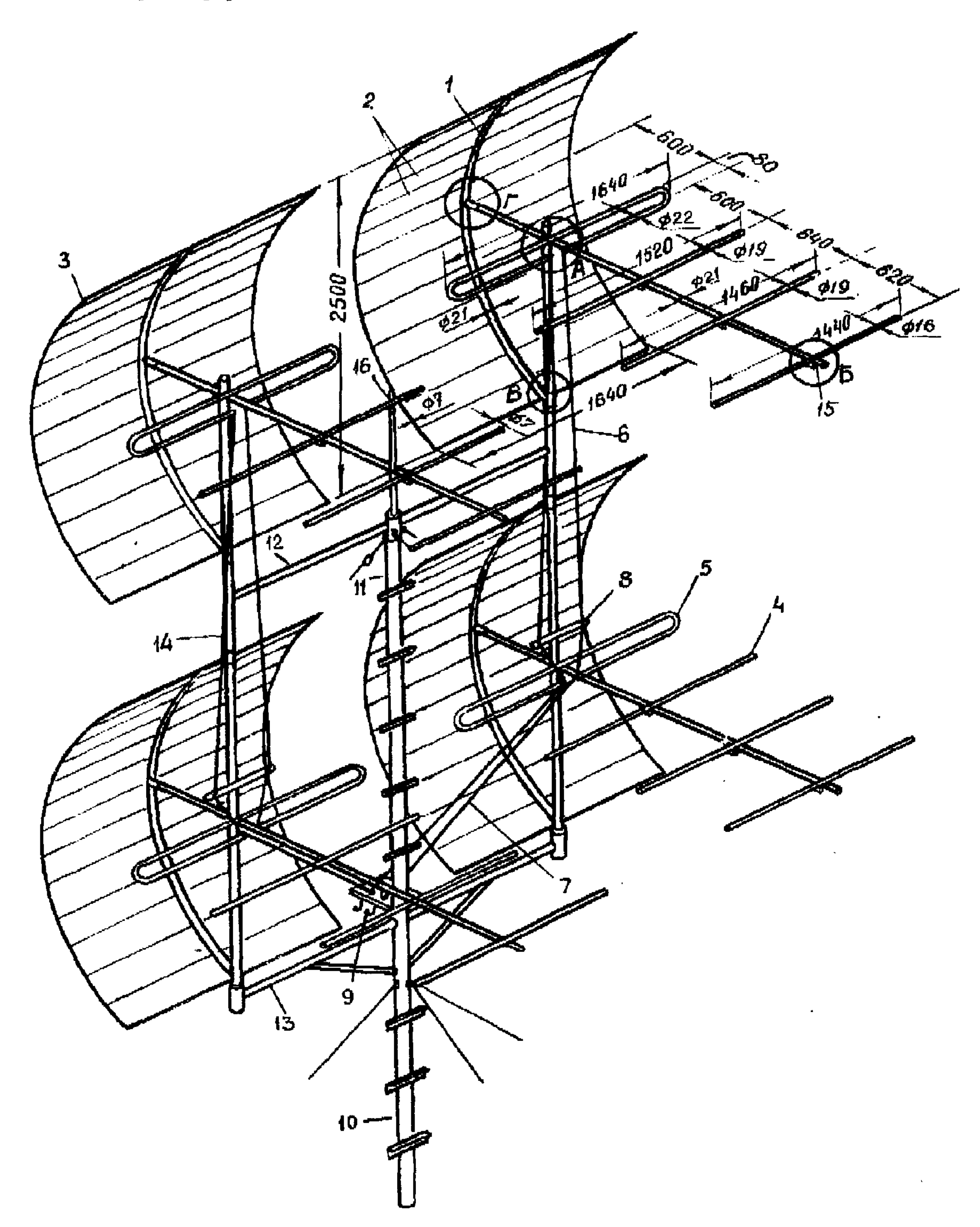


Рис. 5.106. Антенна для тропосферного приема телевидения "СЕВЕРНАЯ КОРОНА"

Чтобы в таких условиях получить уверенный прием, приемная установка должна иметь большой запас усиления, или за счет малошумящего антенного усиления, или за счет антенны с очень большим коэффициентом усиления.

Однако даже самые лучшие из широко известных остронаправленных антенн метровых волн, применяемых в радиолюбительской практике, имеют коэффициент усиления в 10-15 раз меньший того, который требуется для уверенного приема передач на расстоянии 200-300 км от телецентра.

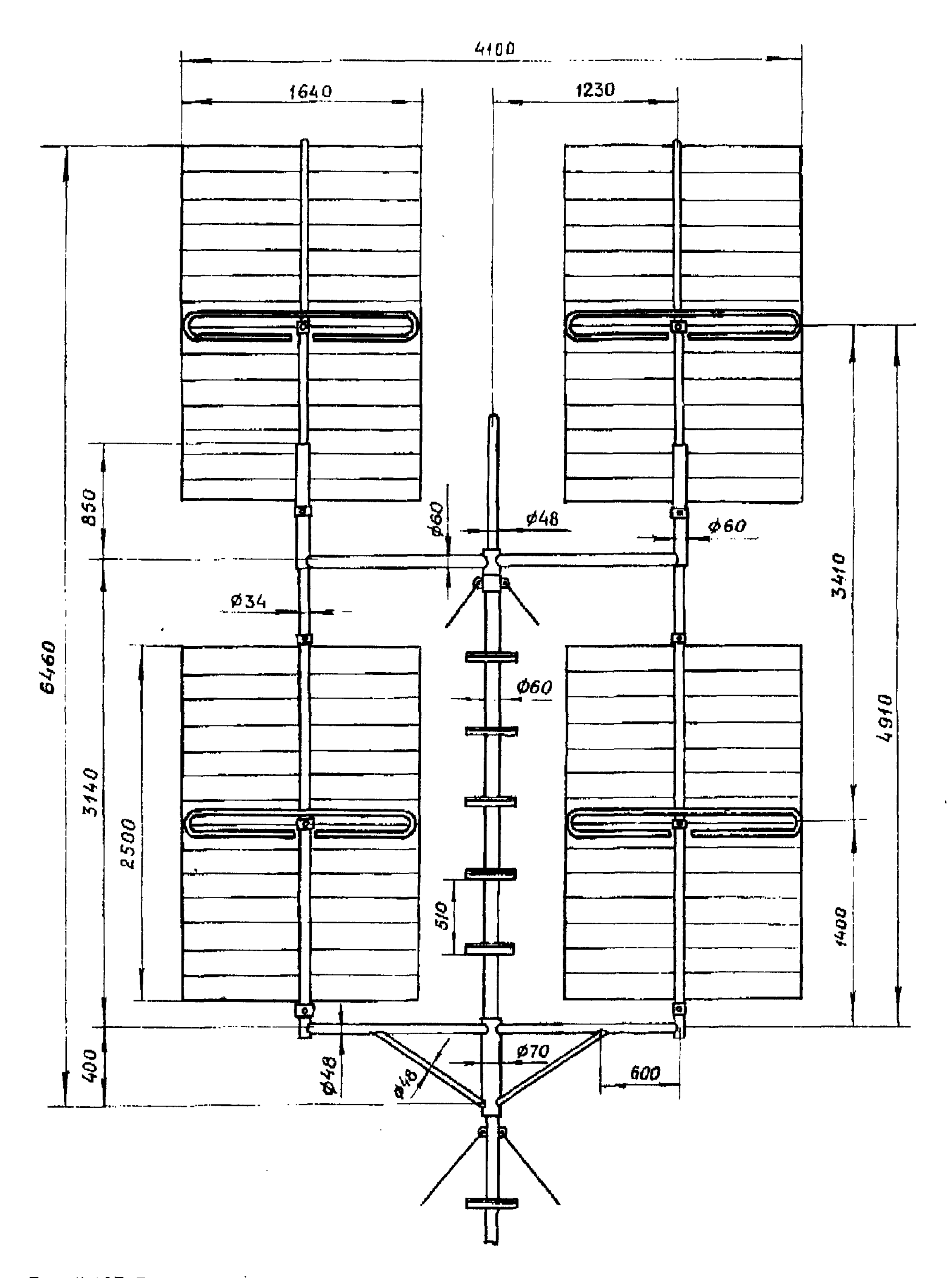


Рис. 5.107. Рама антенны

Следовательно, для надежного дальнего приема передач за счет рассеяния от неоднородностей тропосферы нужна антенна с коэффициентом усиления 250-400. В основу конструкции антенны для тропосфернорго приема было положено предложение о том, что несколько рефлекторов, синфазно воздействующих на активный вибратор, должны резко увеличить усиление трехэлементной антенны. Но это возможно тогда, когда рефлекторы

образуют параболический цилиндр, на фокальной личии которого расположен петлевой

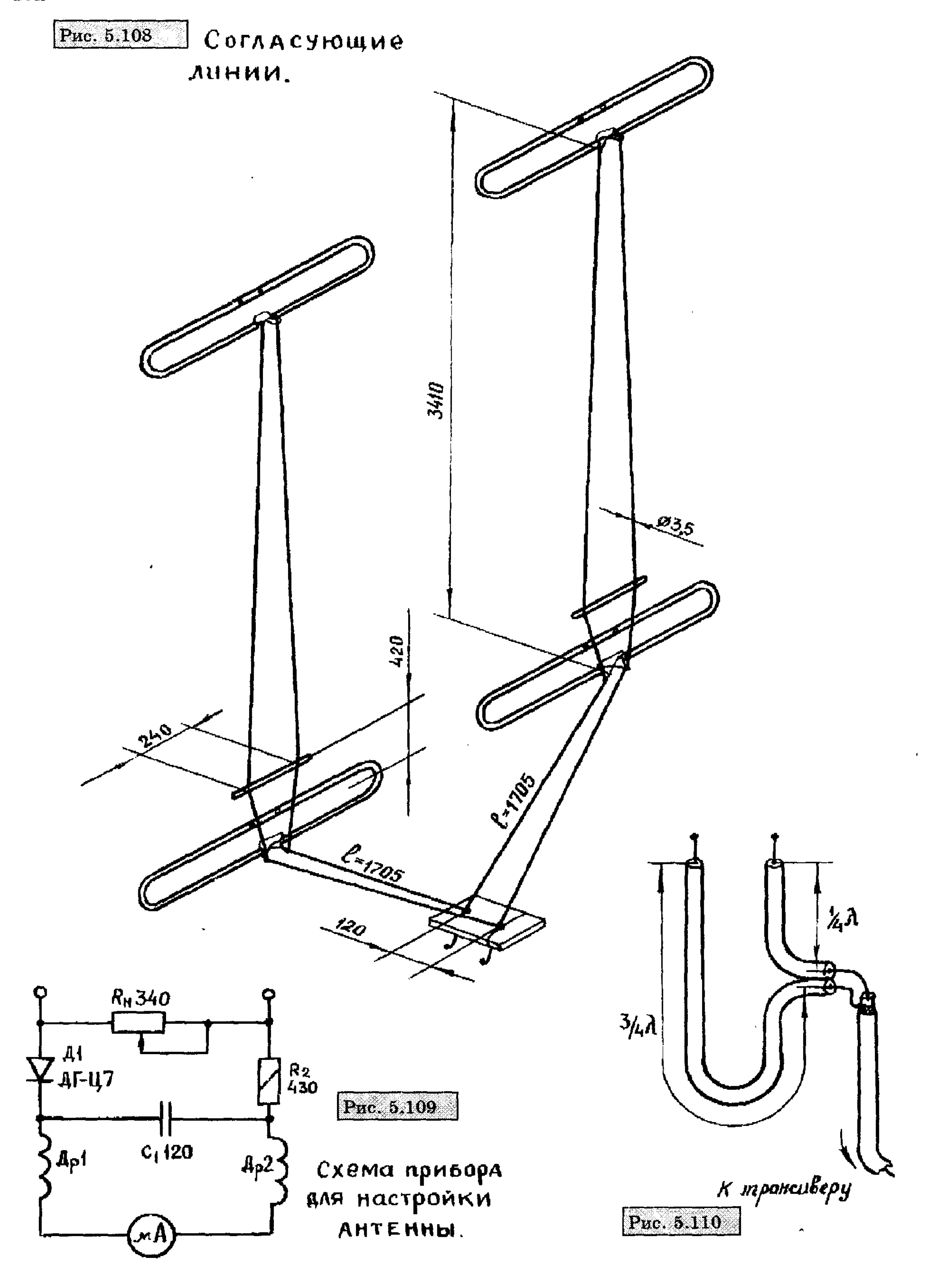


Рис. 5.108

Рис. 5.109

Рис. 5.110

вибратор. Поэтому в трехэлементной антенне обычный рефлектор был заменен решеткой в виде параболического цилиндра. Расстояние между фокусом и вершиной направляющей параболы такого цилиндра равно расстоянию от рефлектора до петлевого вибратора обычной трехэлементной антенны, а длина образующей цилиндра равна длине рефлектора

трехэлементной антенны. Такая конструкция рефлектора позволила получить очень большой коэффициент усиления антенны. В дальнейшем число директоров антенны было увеличено до трех, а антенна была выполнена в виде двухэтажной двухрядной синфазной антенны.

Описываемая двадцатиэлементная синфазная антенна представляет собой четыре совершенно одинаковые антенны, собранные на общей раме. Каждая из этих антенн отличается от обычной пятиэлементной антенны только формой рефлектора и расстояниями между вибраторами.

Расстояние между этажами антенн равно длине волны λ рис. 5.107, а расстояние между рядами антенн выбрано таким, при котором влияние рядов друг на друга почти не сказывается на общем усилении антенны. Рама антенны крепится на верхнем колене мачты *11* и состоит из верхнего кронштейна *12*, нижнего кронштейна *13* и двух несущих труб *14*. Кронштейны сварены из стальных труб и имеют вваренные гайки с болтами для крепления конструкций рамы между собой. Втулку с ушками верхнего яруса оттяжек и нижнее колено мачты не имеют жесткого крепления с верхним коленом мачты, поэтому вся антенна может поворачиваться на некоторый угол, что необходимо при настройке, ориентировке и испытании антенны. Оттяжки сделаны из стального оцинкованного троса диаметром 8 мм. Верхний ярус оттяжек имеет *12* изоляторов, вмонтированных в верхнюю часть тросов на расстоянии 1/4 λ друг от друга. Натяжение тросов регулируется талрепами.

Внутри верхнего колена мачты находится труба монтажного крана 16, необходимого при монтаже антенны. Конструкция рамы рассчитана на перемещение человек по ее кронштейнам.

Согласующие линии *6* и *7* (см. Рис. 5.106 и 5.108) выполнены из антенного канатика диаметром 3,5 мм с увеличивающимся сверху вниз волновым сопротивлением. Панель *9* с выходными зажимами антенны смонтирована на планке, приваренной к хомуту. Этот хомут укрепляется на мачте у нижнего кронштейна рамы и его передвижением регулируется натяжение согласующих линий между рядами антенн. Междуэтажные согласующие линии натягиваются с помощью эбонитовых распорок *8*.

Настройка антенны

Как показала практика, ненастроенная антенна, даже если она выполнена в строгом соответствии с описанием, дает усиление, значительно меньшее ожидаемого. Таким образом, построенная по описанию антенна обязательно должна быть настроена на месте установки на среднюю частоту принимаемого канала, иначе от антенны нельзя получить полного усиления.

Для настройки и исследования антенны был собран трехватный генератор, работающий на IV канале, и прибор для определения принимаемой мощности. Схема этого прибора показана на рис. 5.109. При изготовлении прибора были приняты все возможные меры для уменьшения индуктивности и емкости его входной цепи. Для градуировки нагрузочного сопротивления Rн прибора на рабочей частоте была собрана мостовая схема. Шкала нагрузочного сопротивления градуировалась при установке баланса плеч моста (с помощью этого сопротивления) после каждой смены эталонного сопротивления, в качестве которого применялись сопротивления ВС-0,25 от 27 до 360 Ом. Шкала вольтметра прибора была проградуировала при помощи лампового вольтметра ВКС-7б. Принимаемая мощность определяется по таблице по показанию вольтметра и значению нагрузочного сопротивления прибора.

При настройке антенны измерительный генератор был настроен на среднюю частоту 145 МГц, а его антенна устанавливалась на расстоянии 75 м от приемной антенны. К клеммам приемной антенны подключали прибор для настройки и с его помощью определяли входное сопротивление антенны и максимальную мощность сигнала, отдаваемую на нагрузку. Определение сходного сопротивления антенны основано на том, что нагруженная на активное сопротивление антенна отдает максимальную мощность при условии, если сопротивление нагрузки равно входному сопротивлению антенны. По полученным данным была построена нагрузочная характеристика антенны, а по ней, в свою очередь, была определена максимальная мощность, отдаваемая антенной в нагрузку и входное сопротивление антенны. Затем установкой сопротивления $R_н$ прибора настраиваемая антенна нагружалась на сопротивление, равное ее входному сопротивлению. Настройка элементов антенны производилась по максимуму показания вольтметра. При этом изменялась не

только длина директоров. но и расстояние между ними. При измерениях необходимо, чтобы уровень сигнала измерительного генератора был постоянным. Размеры остальных трех антенн были сделаны соответственно равными размерам настроенной антенны.

Согласование антенн между собой

Согласование является идеальным, если общая мощность, получаемая от всей антенны, равна сумме мощностей, получаемых отдельно от каждой из четырех антенн, входящих в нее, при отключенных фидерах. Все измерения при согласовании антенн между собой производились при помощи прибора для настройки антенн и трехваттного генератора.

Согласующие линии обеспечивают хорошее согласование между активным вибратором синфазной антенны и имеют малые потери. Измерения показали, что максимальная мощность, получаемая на выходе синфазной антенны, равна учетверенному значению максимальной мощности, получаемой на клеммах одной из двух антенн нижнего этажа при отключенном от нее фидере. Кроме того, линии такой конструкции обеспечили высокое входное сопротивление антенны.

Антенный усилитель подключается непосредственно на выходные клеммы антенны. В кабель снижения подается уже усиленный полезный сигнал, поэтому потери сигнала и накладки помех в кабеле не ухудшают отношения сигнал/помеха на входе телевизора.

Измерение параметров антенны

Измерения параметров антенны производились при помощи трехваттного генератора и прибора для настройки антенны.

Для определения коэффициента усиления антенны был использован полуволновый вибратор, установленный так, что его высота и расстояние от антенны генератора были такими же, как и у испытываемой антенны (расстояние между передающей и приемными антеннами было равно 75 м). Затем при одном и том же уровне сигнала генератора были сняты нагрузочные характеристики синфазной антенны и полуволнового вибратора.

Входное сопротивление антенны $R_{вх}$=250 Ом. было определено по ее нагрузочной характеристике как сопротивление нагрузки антенны, соответствующее максимуму принимаемой мощности.

Измерения показали, что отношение максимума принимаемой мощности к мощности, принимаемой сзади, приблизительно равно 45 дБ. Ширина полосы описываемой антенны на уровне 0,7 максимального напряжения равна 8,8 МГц.

Практические испытания антенны

Недостатком установки является малая высота приемной антенны. На такой высоте главный лепесток диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости из-за влияния земли направлен значительно выше горизонта. Поскольку максимум излучения находится на горизонте, а ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости (с учетом влияния земли) значительно меньше 4,5°, то антенна принимает только часть той энергии, которую она могла бы принять на высоте около 20 λ, где главный лепесток диаграммы направленности антенны прижат к земле и направлен почти на горизонт. Кроме того, автор использовал антенный усилитель с малым коэффициентом усиления. При напряженности поля более 5 мкв/м четкость по горизонтали обычно выше 400 линий.

Нужно отметить, что возможности описанной антенны еще далеко не исчерпаны. Полоса пропускания антенны позволяет увеличить число директоров антенны, в результате чего усиление ее может значительно возрасти. Кроме того, можно улучить качество приема, если антенны усилитель собрать на малошумящих лампах, имеющих большую крутизну характеристики и высокое входное сопротивление на частоте 146 МГц.

Прибор для настройки антенны, используемый автором, может служить индикатором максимальной принимаемой мощности, но величину входного сопротивления антенны с помощью этого прибора удастся определить со значительной погрешностью. Объясняется это тем, что входное сопротивление детектора $Д_1$ шунтирует эталонное сопротивление нагрузки $R_н$ (рис. 5.109) именно поэтому при измерении этим прибором автор получил за-

вышенное 100 Ом значение входного сопротивления у полуволнового диполя. Известно, что входное сопротивление полуволнового вибратора имеет величину порядка 75 Ом. По

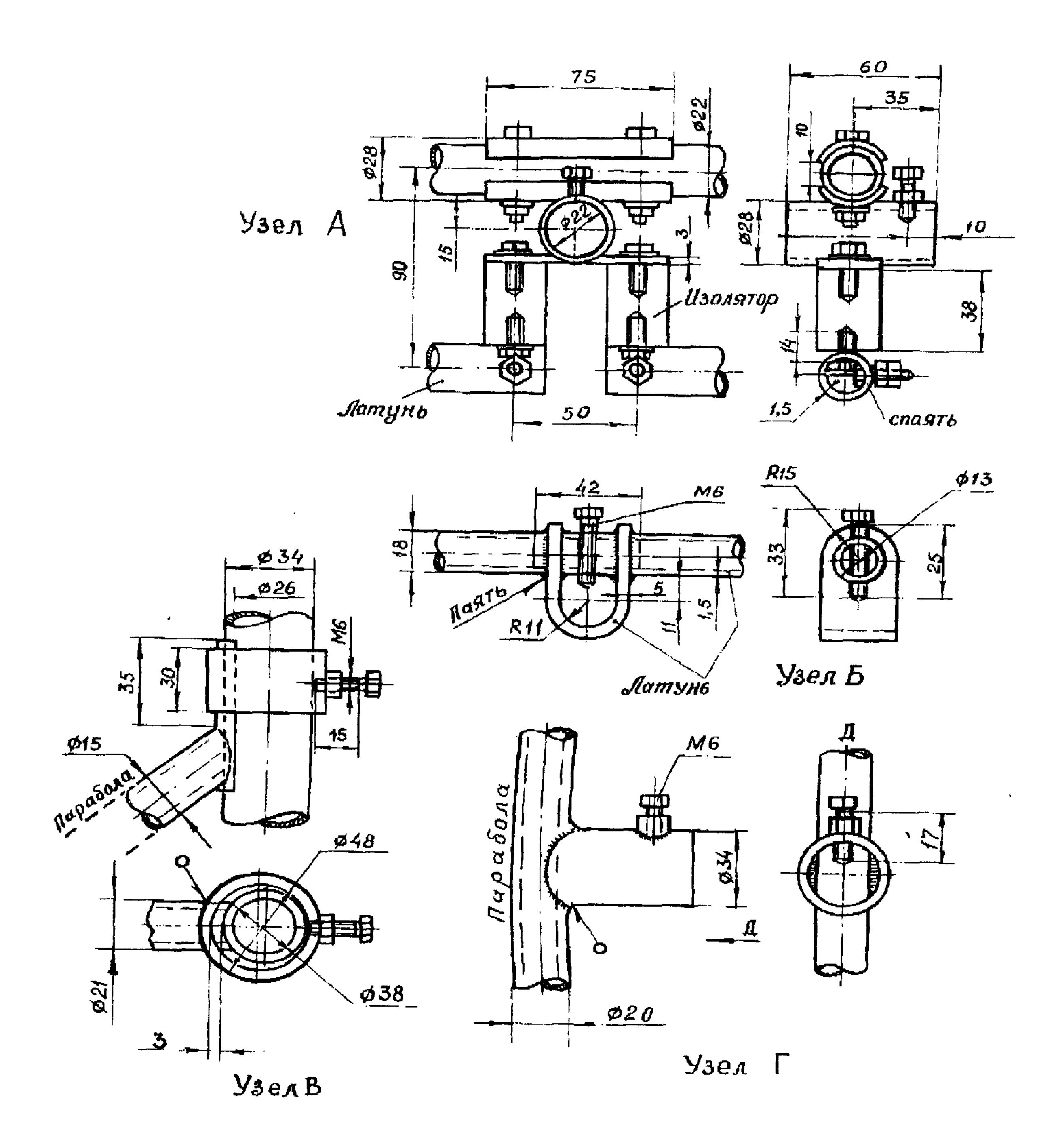


Рис. 5.111. Основой рефлектора антенны (см. Рис. 5.106) является стальная труба 1 диаметром 21 мм, согнутая в виде параболы, у которой расстояние между вершиной и фокусом равно 680 мм. К этой трубе торцами приварены тридцать стержней 2, выполненных из стальной проволоки диаметром 7 мм, они образуют пятнадцать вибраторов рефлекторов. Для прочности к концам вибраторов рефлектора приварены еще две параболы 3, выполненные из такой же проволоки. Крепление рефлектора к стреле осуществляется с помощью муфты с болтом (узел Г) и к раме - с помощью хомутов (узел В). Стрела 15 выполнена из стальных труб диаметром 21 мм, приваренных торцами к муфте, которая укреплена на трубе рамы при помощи двух болтов. Петлевой вибратор 5 и директоры 4 выполнены из тонкостенных латунных трубок. Директоры имеют элементы регулировки в виде выдвигающихся латунных трубок. Узел А - узел крепления петлевого вибратора к стреле, узел Б - узел крепления директоров к стреле.

этой же причине измеренное автором входное сопротивление пятиэлементной антенны с параболическим рефлектором имеет завышенное значение - 250 Ом.

Известно также, что входное сопротивление одиночного петлевого вибратора имеет величину 300 Ом. Входное сопротивление такого вибратора при добавлении рефлектора и трех директоров понижается не менее чем в 2÷3 раза. Для соединения этажей автор использует полуволновые линии удвоенной длины, а для соединения рядов антенны - линии длиной в полволны. Полуволновые линии не трансформируют входных этажей, и поэтому они соединяясь параллельно, в точках подключения антенного усилителя будут давать значение входного сопротивления всей антенны близкое к 25÷40 Ом.

Так как автор не приводит схемы антенных усилителей с другим значением выходного сопротивления, радиолюбители должны произвести согласование антенны со входом этих усилителей. В случае отсутствия усилителя согласование входа антенны с телевизором осуществляется по рис. 5.110. На рис. указана электрическая длина отрезков кабеля согласующей цепи, геометрическая их длина будет соответственно меньше – $\frac{1}{2}\lambda$ и $\frac{1}{6}\lambda$. Согласующая петля и снижение выполняется из кабеля РК-1.

АНТЕННА "ЦАРЬ-ПУШКА" - (с высоким КНД на УКВ)

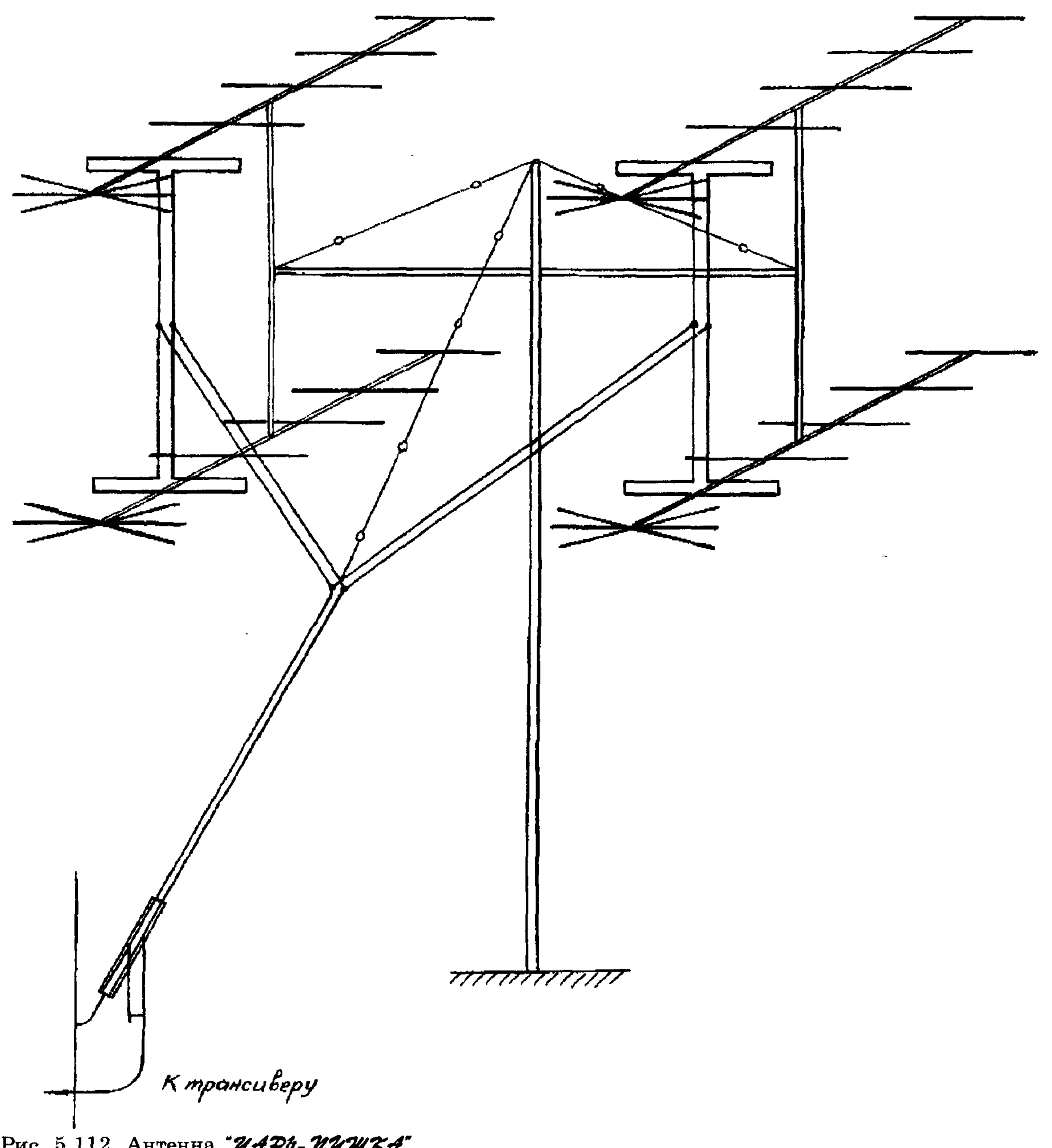


Рис. 5.112. Антенна "ЦАРЬ-ПУШКА"

Описываемая антенна или, точнее антенная система имеет КНД≈50. Она представляет собой синфазную решетку, составленную из четырех элементов, в качестве которых использованы шестивибраторные антенны типа "волновой канал". Каждая антенна - элемент

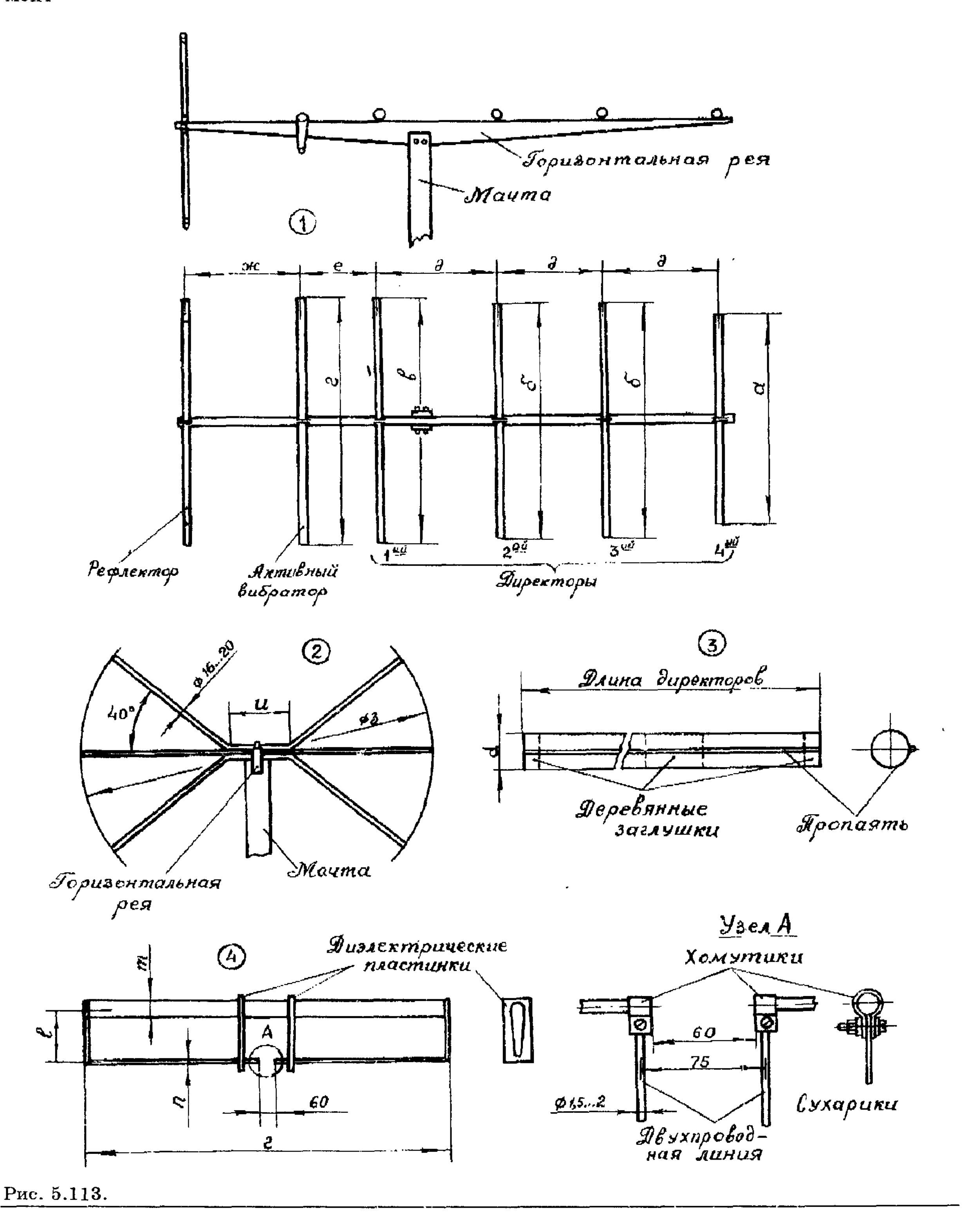


Рис. 5.113.

имеет четыре директора, петлевой активный вибратор. Все вибраторы крепятся к общей горизонтальной рее (металлической или деревянной). Рефлектор элемента изображен на (рис. 5.113-(1)). Он состоит из трех проводников, расположенных веерообразно по отношению друг к другу. К этим проводникам не предъявляется каких-либо особых требований. Они могут быть выполнены из тонких трубок, уголков, пластин и т.п.

Петля активного вибратора (рис. 5.113-(4) выполняется из двух трубок различного диаметра, торцевых металлических планок и диэлектрических пластин, при помощи ко-

торых концы тонкой трубки закрепляются в точках питания. Толстую трубку активного вибратора можно выполнить так же, как трубки директоров. На концах тонкой трубки в точках питания вибратора нужно закрепить хомутики (зажимы), к которым в дальнейшем будет подключена двухпроводная питающая линия (рис. 5.113 узел *А*). Во всех металлических сочленениях необходимо обеспечить надежный электрический контакт и предохранить его от коррозии.

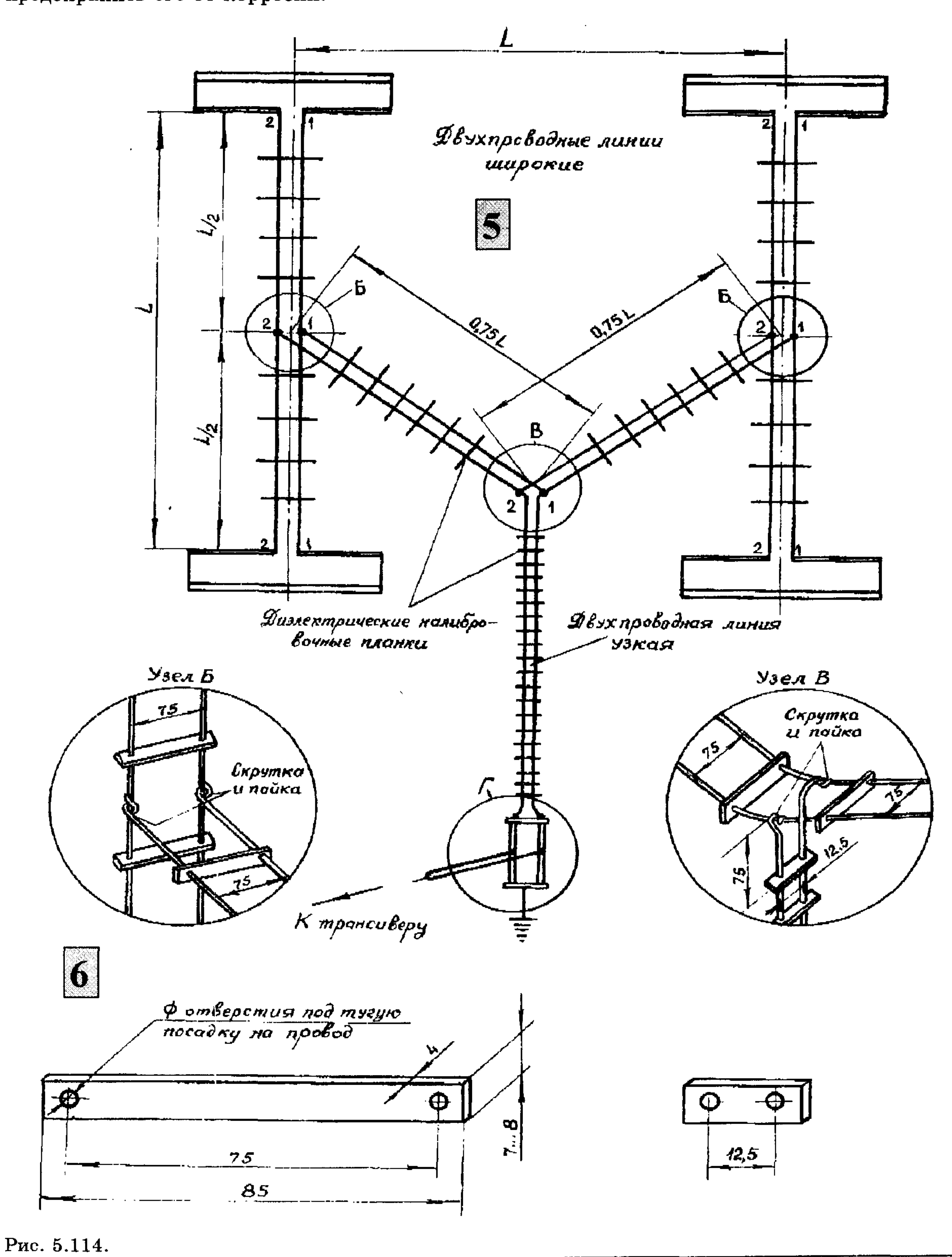


Рис. 5.114.

Питание элементов в решетке должно быть синфазным. Схема питания показана на (рис. 5.114-(5)). Активные вибраторы попарно соединены между собой широкими двухпроводными линиями. Середины последних (в узлах *Б*) также соединены между собой аналогичной линией, к центру которой (узел *В*)подходит узкая двухпроводная линия.

Широкие линии выполняют функции распределительных фидеров, а узкая - основного питающего фидера. Расстояния между проводами линий должны оставаться постоянными по всей их длине. Для этого необходимо пропустить проводники линий через отверстия в специальных калибровочных планках (рис. 5.114-(6)). Планки расставляются вдоль линии через равные промежутки. На (рис. 5.114-(5)) отдельно показано как выполняются узлы *Б* и *В*, в которых производится соединение широких и узкой линий между собой. Необходимо помнить, что от тщательного выполнения питающих линий во многом зависит нормальная работа антенны. Особое внимание следует обратить на симметричное выполнение системы питания и при подключении линий не перепутать провода, отмеченные на рисунках цифрами *1* и *2*. В противном случае антенна не будет работать.

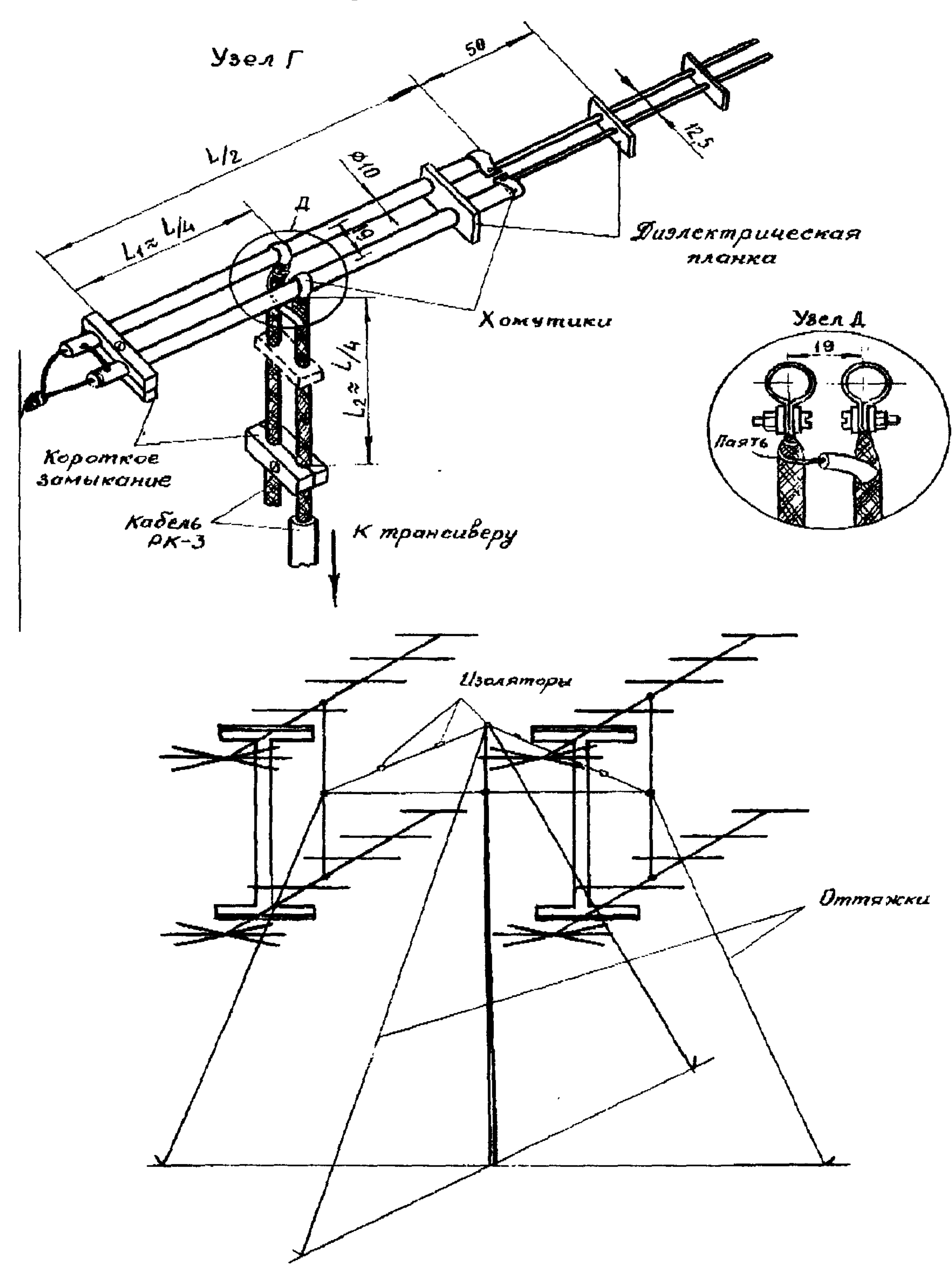


Рис. 5.115.

Для изготовления двухпроводных линий нужно взять латунную или медную проволоку диаметром 1,5-2 мм. Узкая линия заканчивается узлом *Г* рис. 5-115, который выполнен следующим образом. К узкой линии подключено согласующее устройство из трубок диаметром 10 мм. На одном конце трубки согласующего устройства замкнуты между собой металлическими планками и укреплены на стене или крыше дома вблизи ввода кабеля, идущего к телевизору (укреплять концы нужно на такой высоте, чтобы антенну можно было легко регулировать, но в то же время линию нельзя было случайно повредить).

Кабель, идущий к радиостанции (желательно типа РК-3), через симметрирующее устройство подключается к согласующему, роль проводников симметрирующего устройства выполняют экранирующие оплетки отрезков кабеля РК-3, концы которых с одной стороны замкнуты накоротко между собой, а с другой подключены к трубкам согласующего устройства. Определить место этого подключения следует экспериментально, методом последовательного приближения. Сделать это можно так: установив вначале размер $L_2 = \frac{\lambda_{ср}}{4}$, где $\lambda_{ср}$ - средняя длина волны УКВ диапазона, добиваются наилучшего приема, сначала измеряя размер L_1 передвижением хомутиков симметрирующего устройства по трубкам согласующего устройства, а затем изменяя размер L_2 передвижением короткозамыкающих планок по экранирующей оплетке кабелей симметрирующего устройства. Эту операцию следует проделать два-три раза. Выбрав из различных вариантов настройки наилучший хомутики и планки закрепляют наглухо, и оголенные части кабеля РК-3 изолируют для предохранения от попадания влаги. Для настройки антенны можно также изменять длину согласующего устройства при помощи перемещения планок, замыкающих накоротко трубки этого устройства.

Описанная антенная система довольно громоздка, и поэтому необходимо позаботиться о ее жесткости. На (рис. 5.115 (в низу)) показан один из вариантов закрепления системы. Оттяжки придают устройству необходимую устойчивость. Некоторые из них (показанные на рисунках) нужно разделить изоляторами, расставив последние друг относительно друга на расстоянии меньшие, чем $\frac{\lambda_{мин}}{4}$ ($\lambda_{мин}$ - минимальная длина волны рабочего диапазона антенны). Следует обратить внимание на укрепление оттяжкой узла *В*, предотвратив излишнее провисание широких питающих линий и освободив их от механических нагрузок. Крепить оттяжку к линиям в узле *В* нужно через изоляционную плату, не нарушая симметрию системы питания.

Высоту мачты, на которой размещается антенная система, следует выбирать с таким расчетом, чтобы центр системы был выше предметов (строений, деревьев), расположенных в направлении работы на 1,5÷2 км. Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенной системы по уровню половинной мощности составляет примерно 25°. Это обстоятельство предъявляет повышенные требования к юстировке антенны в заданном направлении. Нежелательно, чтобы максимальные отклонения от направления на телецентр превышали ±5°.

АНТЕННА "ШЕРЛОК ХОМС" - (двадцатичетырехэлементная антенна "волновой канал" подвесной конструкции)

Конструкция такой антенны, имеющей длину 16 м и коэффициент усиления больше чем 17 дБ, была предложена радиолюбителем DJ4OB. Элементы антенны крепятся, как показано на рис. 5.116, на двух перлоновых канатиках диаметром 1,5 мм, имеющих длину 16 м каждый и расположенных на расстоянии 400 мм друг от друга. Перлоновые канатики крепятся к деревянным планкам, которые подвешиваются на несущих мачтах.

Все директоры и рефлектор антенны изготовляются из легких металлических трубок или прутков диаметром 3 мм и крепятся к канатикам с помощью коротких отрезков провода или перлоновыми нитками. Можно также просверлить в трубках отверстия диаметром 1,8 мм в соответствующих местах и продеть через них перлоновые канатики.

Излучатель представляет собой шлейфовый вибратор с толстым непрерывным проводником диаметром 8 и длиной 998 мм (медная или алюминиевая трубка). На расстоянии 60 мм от него располагается нижний тонкий, разорванный посередине элемент шлейфового вибратора, изготовленный из проводника диаметром 2 мм. Сопротивление такого шлейфового диполя в 6,3 раза больше, чем входное сопротивление полуволнового вибра-

тора и равно 240 Ом. Следовательно, в случае использования полувонового вибратора входное сопротивление антенны будет 38 Ом.

Все прочие размеры конструкции антенны могут быть определены на рис. 5.116. Антенна крепится между двумя мачтами, причем мачта, расположенная в направлении основного излучения, должна по возможности быть изготовлена из дерева. Если местные

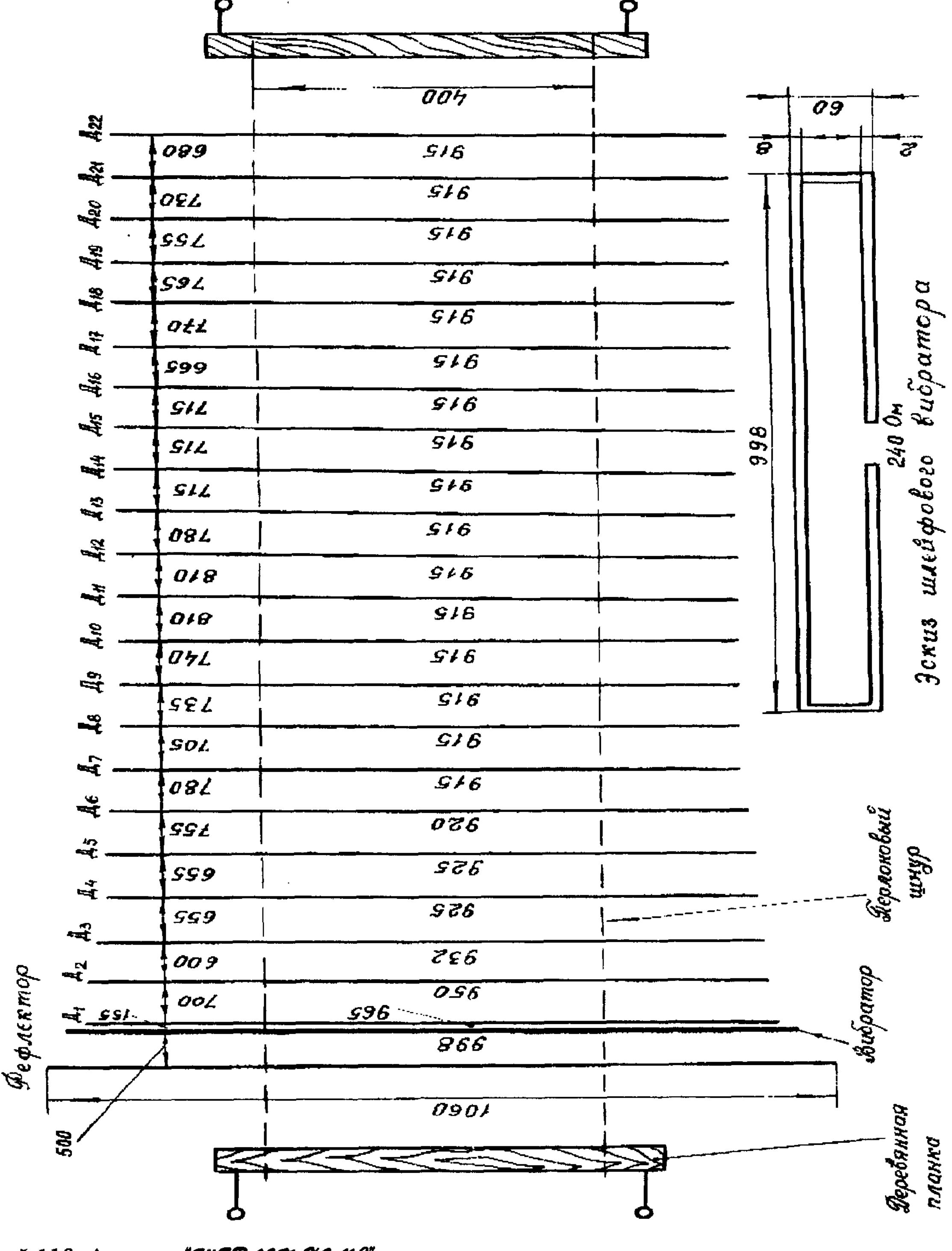


Рис. 5.116. Антенна "ШЕРЛОК ХОМС"

условия позволяют укрепить такую антенну, то можно удалить несколько директоров, незначительно уменьшая тем самым коэффициент усиления антенны. При этом входное сопротивление антенны обычно увеличивается также незначительно и требуется только небольшое изменение расстояния между директорами.

Такая антенна с увеличенной длиной антенного полотна в основном применима в качестве антенны с большим коэффициентом усиления для проведения связей в диапазоне 2 м

только в одном направлении. Она обладает очень узкой полосой пропускания и острой диаграммой направленности.

Различные расстояния между элементами антенны были определены радиолюбителем DJ4OB в ходе длительного эксперимента, целью которого было получение максимального излучения в основном направлении. При конструировании антенны рекомендуется несколько изменять расстояния между элементами, одновременно осуществляя контроль по индикатору напряженности поля.

АНТЕННА "НАУТИЛУС" - ("волновой канал" для диапазона 70 см)

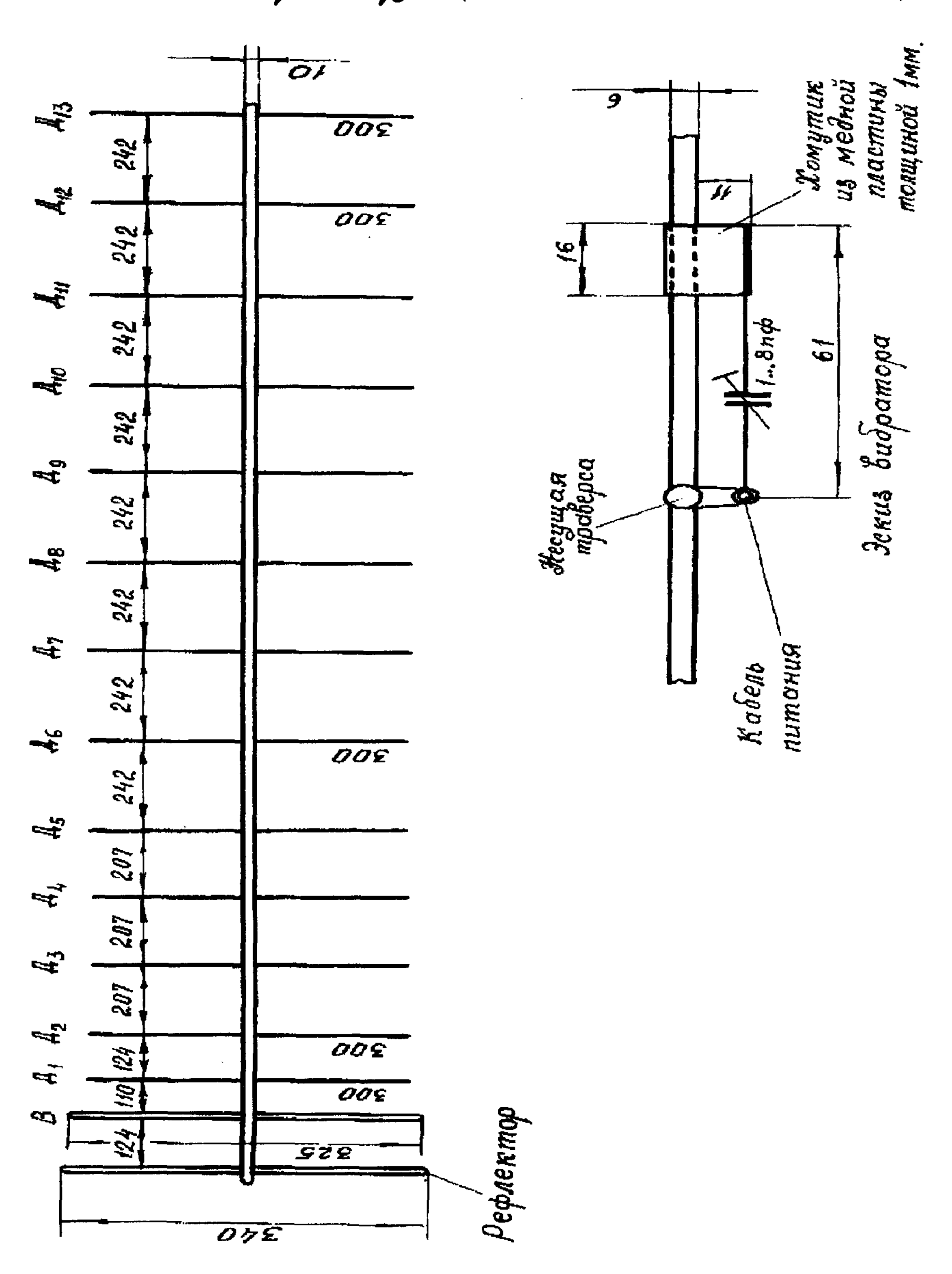


Рис. 5.117. Антенна "НАУТИЛУС"

В диапазоне 70 см антенны "волновой канал" с большой длиной несущей траверсы применяются довольно успешно, но уже в дециметровом диапазоне диаметр элементов этих антенн становится недопустимо малым, что приводит к значительному увеличению потерь за счет поверхностного эффекта. Ниже приведены размеры тринадцатиэлементной антенны "волновой канал" с большой длиной несущей траверсы, имеющей резонансную частоту 435 МГц.

Антенна имеет длину 3,5 λ и коэффициент усиления 15 дБ. Длина элементов антенны: рефлектора 340 мм, длина всех директоров 305 мм, вибратора (шлейфовый диполь) 325 мм. Конструкция вибратора: элемент вибратора с большим диаметром 3,25 мм, нижний тонкий элемент имеет диаметр 0,8 мм, расстояние между элементами 10 мм, диаметры всех пассивных элементов 2 мм. Несущая траверса антенны: металлическая труба диаметром 13 мм длиной 2,45 м.

Расстояния между элементами мм:

вибратор- рефлектор - 160; вибратор - 1-й директор - 60; 1-й директор - 2-й директор - 63; 2-й - 3-й - 4-й - 64; 3-й - 4-й - 136; 4-й - 5-й - 272; расстояния между всеми другими директорами равно 272 мм.

Расстояние между вибратором и первым директором является наиболее критическим размером у всех антенн "волновой канал". Этот размер определяет в основном эффективность работы антенны. Все прочие пассивные элементы антенны могут быть расположены на расстояниях, указанных выше. Первый же директор всегда следует монтировать таким образом, чтобы имелась возможность небольшого изменения расстояния между ним и вибратором. В простейшем случае настройку производят на максимум обратного ослабления при помощи измерителя напряженности поля.

АНТЕННА "ВЕСЕЛЫЙ ВЕТЕР" - (двухэтажная восьмиэлементная антенна “волновой канал”)

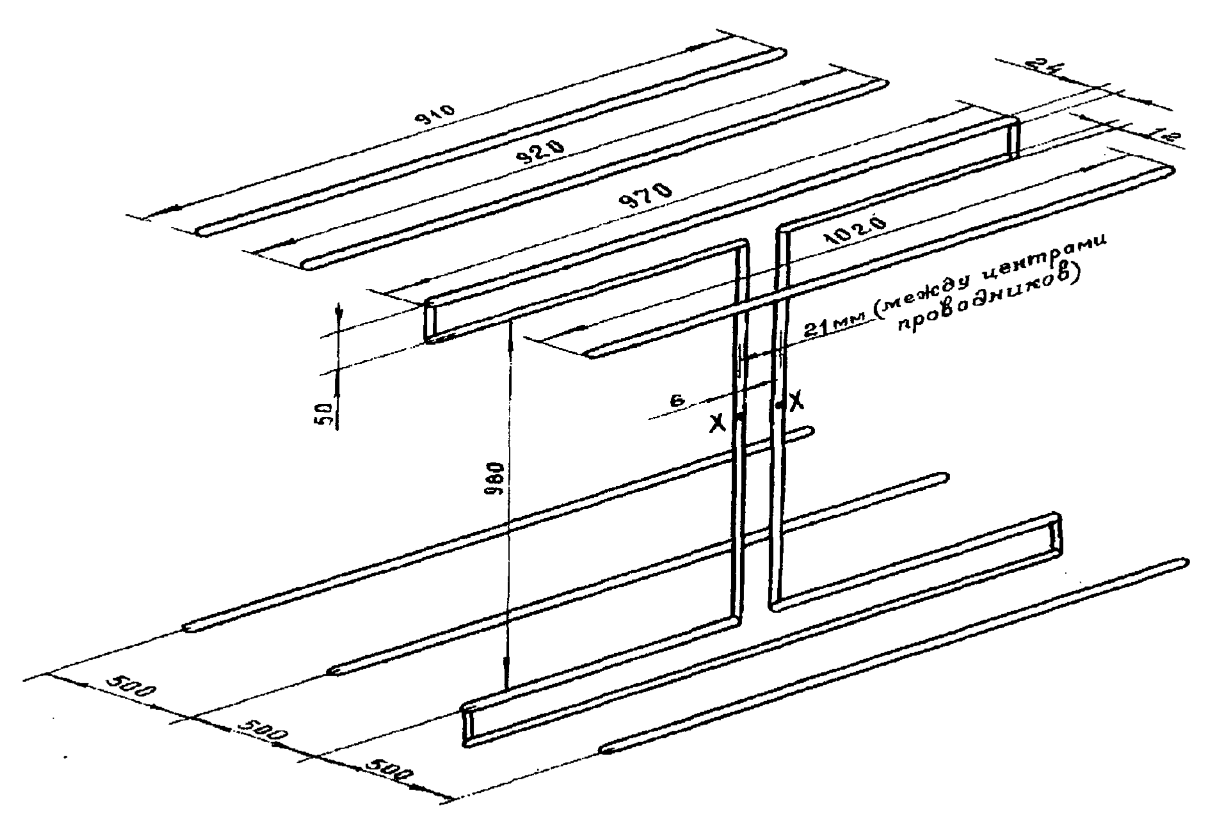


Рис. 5.118. Антенна "ВЕСЕЛЫЙ ВЕТЕР"

Эта конструкция антенны была предложена радиолюбителем DL3FM рис. 5.118. При расстоянии между элементами каждой отдельной антенны "волновой канал" 0,25 λ входное сопротивление каждой антенны составляет приблизительно 10-15 Ом. При использовании шлейфового вибратора с проводниками разного диаметра входное сопротивление каждого этажа увеличивается в 9 раз и входное сопротивление оказывается равным 110

Ом. Обе антенны "волновой канал" соединяются между собой линией связи, электрическая длина которой равна $\lambda/2$ и которая, как уже упоминалось выше, может рассматриваться как параллельное соединение двух четвертьволновых трансформаторов. Так как входное сопротивление каждой антенны 110 Ом, а сопротивление линии питания выбирается 240 Ом, то волновое сопротивление соединительной линии должно равняться

$Z = \sqrt{110 \cdot 480} \approx 230$ Ом.

Так как двухпроводная линия имеет волновое сопротивление, равное 230 Ом, при отношении расстояния между проводниками к диаметру проводников, равном 3,5:1 (изоляция между проводниками воздушная). Если соединительную линию изготовлять из алюминиевого провода диаметром 6 мм, то расстояние между центрами проводников должно равняться соответственно 21 мм, а при диаметре проводника 10 мм - 35 мм. Для обеспечения хорошего согласования следует точно соблюдать указанные соотношения между размерами соединительной линии. Пассивные элементы антенны могут изготовляться из трубок диаметром от 15 до 25 мм, причем с увеличением диаметра увеличивается полоса пропускания антенны. Однако в любом случае при указанных размерах антенна работает без заметного уменьшения коэффициента усиления во всем диапазоне 2 м. В направлении основного излучения коэффициент усиления антенны равен 12 дБ.

ДВУХЭТАЖНАЯ АНТЕННА "СОБОР ПАРИЖСКОЙ БОГОМАТЕРИ", - (двенадцатиэлементная антенна "волновой канал", по 6 элементов в каждом этаже)

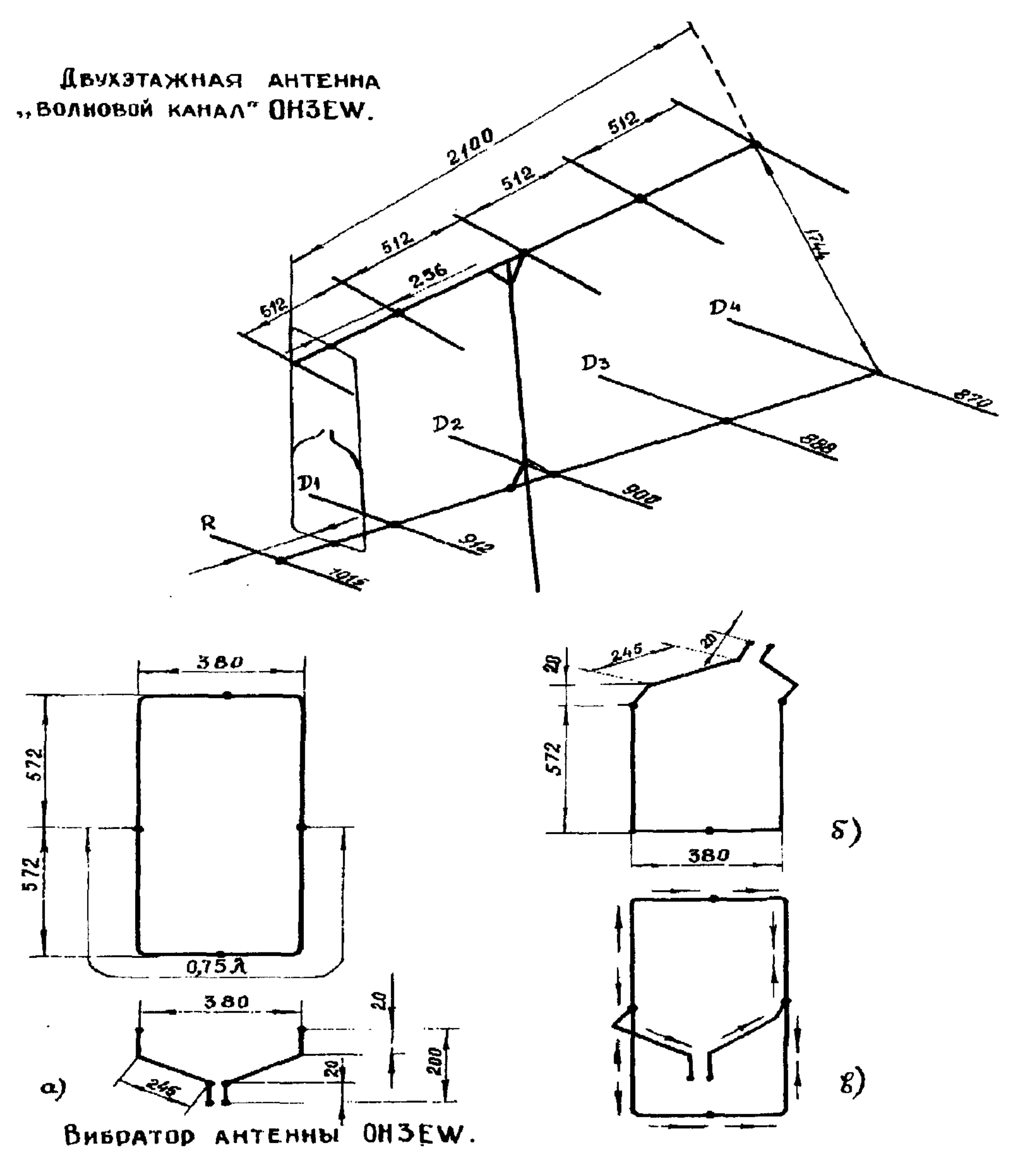


Рис. 5.119. "СОБОР ПАРИЖСКОЙ БОГОМАТЕРИ"

Двухэтажная антенна "волновой канал" предложенна радиолюбителем OH3EW и имеет оригинальную схему питания рис. 5.119. Принцип работы этого устройства заслуживает особого рассмотрения.

На (рис. 5.119 (в низу)) отдельно изображен питаемый элемент антенны (прямоугольник с периметром 3048 мм). Данная конструкция предназначена для работы в диапазоне 2 м, и таким образом, общая длина питаемого элемента соответствует 1,5 λ, т.е. каждая половина прямоугольника имеет длину 0,75 λ. При этих данных синфазное возбуждение обеих плоскостей невозможно. Однако, учитывая длину Y-образной линии (рис. 5.119,б), каждый проводник которой имеет длину 285 мм, и рассматривая верхнюю и нижнюю части прямоугольника в отдельности, видим, что каждый из них совместно с общей для верхней и нижней частей Y-образной линией образует квадрат, имеющий общую длину 1 λ.

На (рис. 5.119,в) показаны в виде стрелочек направления тока в проводниках питаемого элемента антенны. Из рисунка видно, что все горизонтальные проводники питаемого элемента возбуждаются синфазно. Таким образом, питаемый элемент излучает в трех плоскостях (Y-образная линия также излучает). Расстояние между этажами несколько превосходит $\lambda/2$ (1 144 мм) при длине несущих траверс антенны по 1 λ (2 100мм).

Размеры элементов антенны и расстояния между ними нанесены на рис. 5.119 (в верху рисунка), а размеры питаемого элемента совместно с размерами Y-образной линии изображены на рис. 5.199 (в низу рисунка).

Пассивные элементы изготовляются из алюминиевых прутиков диаметром 5 мм, а питаемый элемент с Y-образной линией питания - из материала диаметром 8 мм. В предложенной конструкции несущие траверсы были изготовлены из U-образной алюминиевой шины размерами 20×20×2 мм. Приведенные выше размеры конструктивных элементов некритичны, могут допускаться отклонения от них до ± 20%.

Входное сопротивление в точке питания равняется 70 Ом. В случае использования кабеля с волновым сопротивлением 60 Ом рассогласование не превосходит допустимого. В случае использования в качестве линии питания коаксиального кабеля необходимо обязательно применять симметрирующую схему. Коэффициент усиления антенны приблизительно 13 дБ.

АНТЕННА "ТАНГО СМЕРТИ" - (двухэлементная антенна "волновой канал" с девятью элементами в каждом этаже)

Девятиэлементная антенна, изображенная на рис. 5.98, может быть легко превращена в двухэтажную антенну присоединением второй такой же антенны. Размеры антенны остаются теми же, кроме нескольких измененных размеров Т-образной схемы согласования и поэтому на рис. 5.120 изображены только оба вибратора вместе с трансформирующими схемами.

Приведенные размеры соединительной линии должны быть точно выдержаны, при этом в точках XX результирующее входное сопротивление равно 240 Ом и вся система может быть непосредственно подключена к ленточному кабелю с волновым сопротивлением 240 Ом. При питании антенны по коаксиальному кабелю 60 Ом согласование может быть получено с помощью полуволновой петли. Если для изготовления соединительной линии используются трубки других диаметров, следует особенно обратить внимание на то, чтобы отношение расстояния между проводниками к диаметру самих проводников равнялось 3:1, так как от него зависит волновое сопротивление соединительной линии. Расстояние между зажимами Т-образной схемы согласования во всех случаях должно быть 347 мм. На рис. 5.121 дан общий вид антенны в смонтированном состоянии.

Коэффициент усиления в направлении основного излучения равен 13 дБ.

АНТЕННА "КРАСНЫЙ ОБМАН" - (четырехэлементная антенна "волновой канал" с четырьмя элементами в каждой плоскости)

Две антенные системы из 4 элементов, расположенных над 4 элементами при расположении в вертикальном направлении друг над другом представляют собой антенную систему, имеющую отличные электрические параметры в диапазоне 2 м и дающую хорошие результаты при проведении дальних связей. Общий вертикальный размер антенной системы равен 3,35 м. Размеры, приведенные при описании антенны "4 элемента над 4

элементами" остаются без изменений, а сами эти антенны системы располагаются на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга. На рис. изображены только вибраторы такой антенной системы, а на рис. 5.122 дан общий вид антенной системы сбоку.

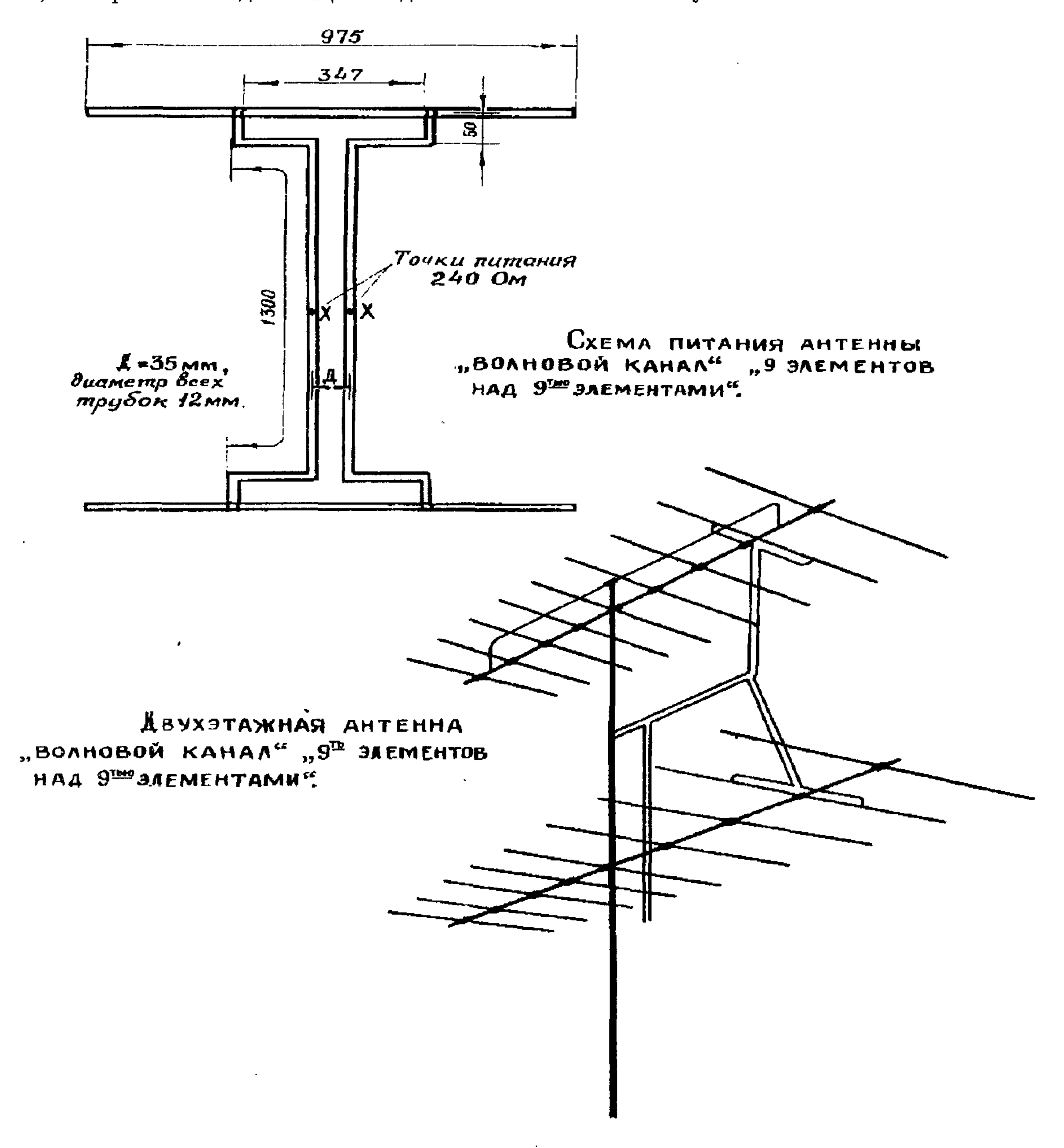


Рис. 5.120 (верхний) и 5.121 (нижний)

Так как в точках *XX*, как верхних, так и нижних этажей входное сопротивление равно 240 Ом, то эти точки могут быть соединены отрезком линии, имеющей волновое сопротивление 240 Ом любой длины. Точно в центре этой линии связи находятся общие точки питания всей антенной системы *ZZ*. Так как в точках *ZZ* параллельно соединяются верхняя и нижняя половины антенной системы, то входное сопротивление в них 120 Ом. Следовательно, вся антенная система в целом может питаться по симметричной линии с волновым сопротивлением 120 Ом. Но так как обычно такие линии редко бывают в распоряжении радиолюбителей, то входное сопротивление 120 Ом в точках *ZZ* снова трансформируют в сопротивление, равное 240 Ом, с помощью четвертьволнового трансформатора и подключают непосредственно к ленточному кабелю с волновым сопротивлением 240 Ом или с помощью полуволновой петли описанным уже выше образом - к 60-омному коаксиальному кабелю. Волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора, подключае-

мого к точка ZZ, должно быть $\sqrt{120 \cdot 240} \approx 170$ Ом, что соответствует, отношению расстояния между проводниками к диаметру проводников 2,2:1.

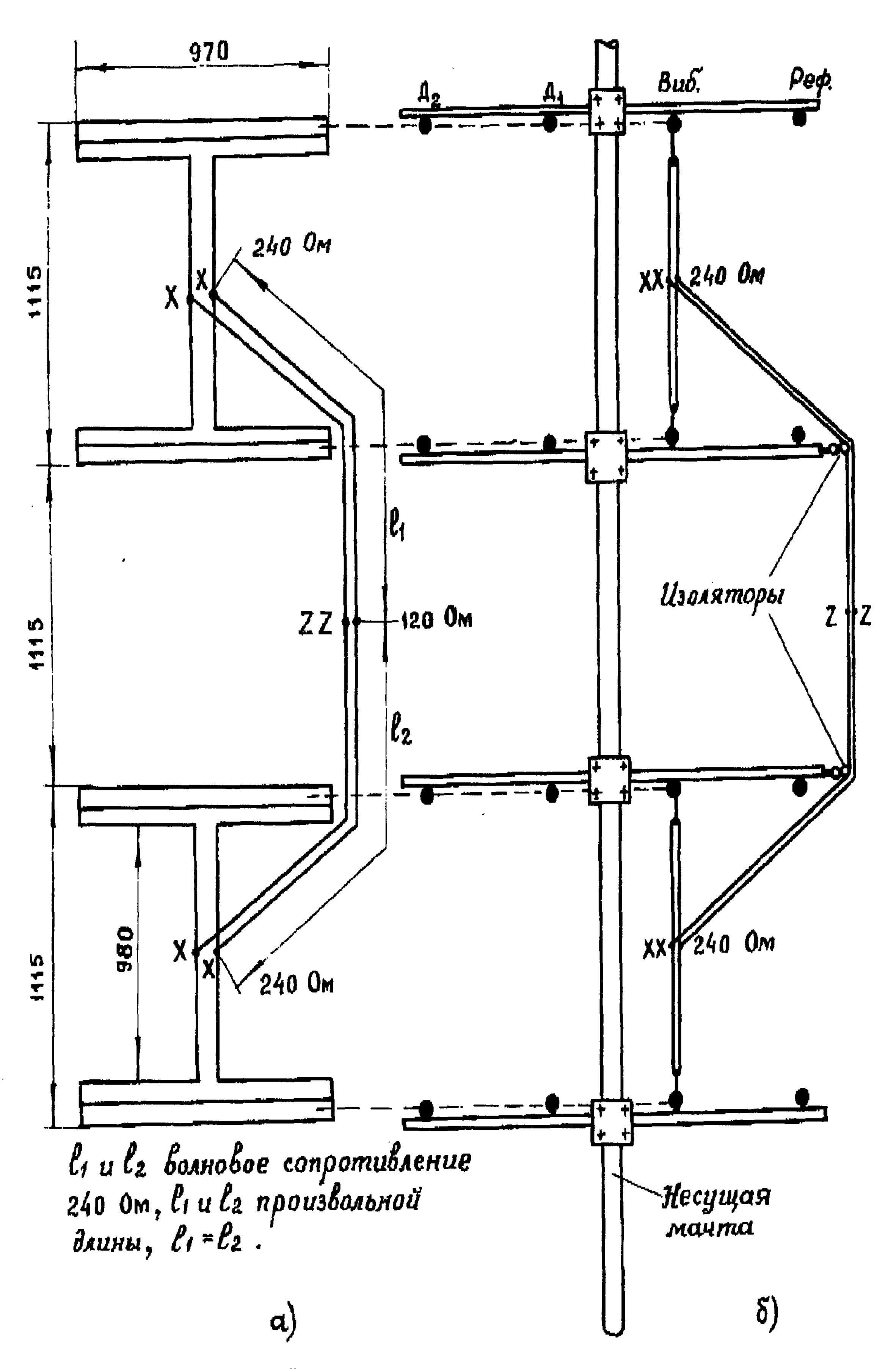


Рис. 5.122. Антенна "КРАСНЫЙ ОБМАН"

Геометрическая длина такого четвертьволнового трансформатора должна равняться 0,98 $\lambda/2$, что на частоте 145 МГц соответствует приблизительно 510 мм. Конструктивно трансформатор обычно изготовляется из проводников соответствующего диаметра, укрепленных на полосе гетинакса, имеющей достаточную ширину.

Другой способ питания антенны реализуется следующим образом. Линии l_1, l_2 в этом случае выбираются длиной, равной нечетному числу четвертей рабочей длины волн, т.е. λ, 5/4 λ и т.д. Из практических соображений обычно выбирают длину, равную 0,75 λ. При этом линии l_1, l_2 трансформируют подключенные к ним сопротивления таким же образом, что и четвертьволновые трансформаторы. Следовательно, входное сопротивление в точках ZZ зависит от волнового сопротивления этих линий. Имея в виду, что в точках ZZ необходимо иметь входное сопротивление, равное 240 Ом, и что в точках обе соединительные линии соединяются параллельно, их волновое сопротивление может быть определено из известной формулы $Z=\sqrt{240 \cdot 480} \approx 340$ Ом. Следовательно, волновое сопротивление линий l_1 и l_2 должно равняться 340 Ом.

АНТЕННА "ГОЛУБАЯ СТРЕЛА" - **(двухэтажная с большой длиной несущей траверсы)**

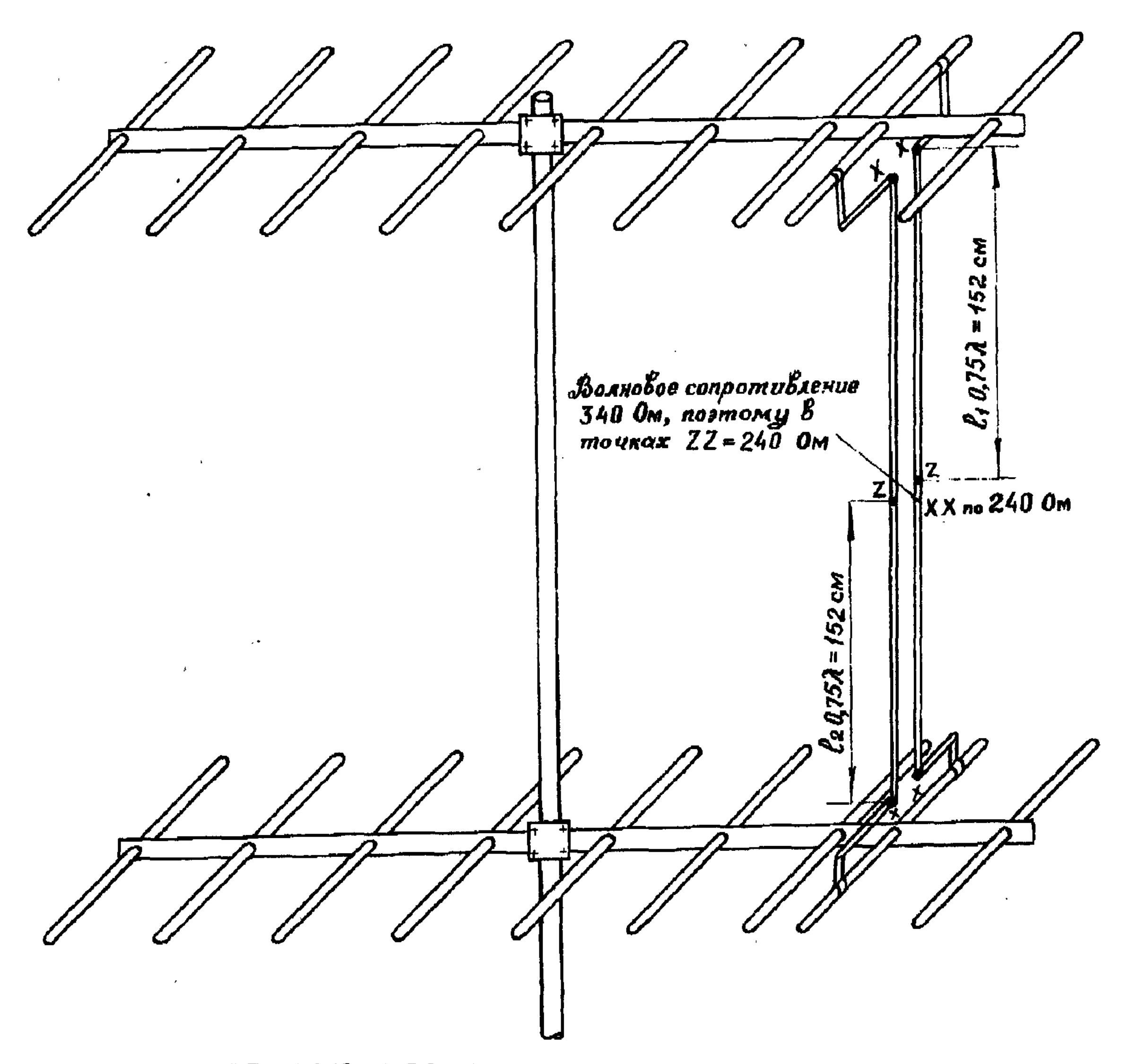


Рис. 5.123. Антенна "ГОЛУБАЯ СТРЕЛА"

Антенны "волновой канал" с удлиненной несущей траверсой также можно располагать друг над другом. но при этом расстояние между этажами выбирается не как обычно, равным 0,5-0,7 λ, так как в этом случае коэффициент усиления при увеличении числа эта-

жей расчет незначительно и ни в коей мере не соответствует увеличению расходов конструктивных материалов, а равным 2/3 длины одной отдельной антенны. Например, для девятиэлементной антенны "волновой канал", предложенной DL6WU рис. 5.99, расстояние между двумя этажами должно равняться 2,80 м, для пятнадцатиэлементной антенны "волновой канал" с удлиненной несущей траверсой расстояние между двумя этажами в диапазоне 2 м должно равняться 6,40 м (длина траверсы 4,5 λ).

Вследствие увеличенного расстояния между этажами такие антенны обычно изготовляются только двухэтажными и их согласование с линией питания уже нельзя осуществлять, как обычно, с помощью двух четвертьволновых трансформаторов, соединенных параллельно. Однако, как уже рассматривалось выше, в этом случае можно использовать линии, которые имеют длину, равную нечетному числу четвертей рабочей длины волны, которые обладают по отношению к трансформации подключаемых к ним сопротивлений теми же свойствами, что и четвертьволновые трансформаторы. В качестве примера рассмотрим питание двухэтажной антенны "волновой канал" с удлиняющей траверсой и с девятью элементами в каждой плоскости см. рис. 5.99. Как уже говорилось выше, расстояние между этажами равно в этом случае 2,80 м, что соответствует приблизительно 1,5 λ. Таким образом, если обе плоскости антенны соединить по кратчайшему пути, то расстояние между точками ZZ и точками XX в верхней и нижней плоскостях будет равно 0,75 λ (рис. 5.123).

То, что расстояние между плоскостями антенны в этом случае будет фактически несколько больше, чем 2,80 м (а именно 3,10 м), не играет в данном случае существенной роли. Если входное сопротивление в точках XX каждой плоскости 240 Ом, то для получения в точках ZZ также входного сопротивления, равного 240 Ом, соединительные линии должны иметь волновое сопротивление 340 Ом ($Z=\sqrt{240\cdot480}$). Они могут быть изготовлены из алюминиевой трубки диаметром 6 мм, причем расстояние между центрами проводников должно равняться 51 мм (отношение 1:8,5).

АНТЕННЫ «ПАРИЖСКИЕ ТАЙНЫ» - (на УКВ диапазоны и их конструктивное исполнение)

Интенсивное освоение радиолюбителями УКВ диапазонов за последние два десятилетия привело к появлению множества разнообразных по своим конструкциям антенн. Особое распространение в последние годы получили антенны с удлиненной траверсой. Длина траверсы такой антенны составляет несколько длин волн, а число пассивных элементов достигает двух десятков и даже более. Именно их нередко используют ультракоротковолновики при проведении дальних и сверхдальних связей на УКВ через «аврору», метеорные потоки, ИСЗ и лунную поверхность.

Интерес к антеннам с удлиненной траверсой можно объяснить тем, что, во-первых, при практически таких же затратах материалов, что и на постройку обычного «волнового канала», усиление у них заметно больше, во-вторых, конструкция таких антенн несложная, так как все элементы крепятся на одной несущей траверсе, в-третьих, подкупает относительная простота согласования антенны с фидером, ибо ВЧ энергия подводится только к одному активному элементу. Но этим антеннам свойственны и некоторые недостатки: малое подавление излучения вперед/назад и значительное сужение рабочей полосы при увеличении числа элементов.

Ряд интересных конструкций УКВ антенн с удлиненной траверсой разработал известный французский ультракоротковолновик Ф.Тонна (F9FT). Антенны F9FT имеют достаточно высокий КПД, сравнительно небольшие размеры и массу, в них нет согласующих элементов. Но пожалуй, их главное достоинство - легкая повторяемость, получение идентичных параметров каждой отдельной антенны (при строгом соблюдении всех размеров элементов). Последнее позволяет путем компоновки нескольких однотипных антенн создавать несложных антенную систему с большим коэффициентом усиления.

Основные параметры антенны F9FT приведены в таблице 5.15. Приведенные значения усиления антенн даны относительно полуволнового диполя.

На (рис. 5.124) приведен чертеж 16-элементной антенны для 2-метрового диапазона. Ее траверсу выполняют из проката квадратного профиля со стороной 20 мм, толщина стенки от 1,5...2 мм или трубы диаметром 20 мм. Часть траверсы, где укрепляют рефлекторы и активный вибратор, имеет вид «ласточкина хвоста» (рис. 5.124,б). Пассивные элементы изготавливают из алюминиевой проволоки диаметром 4 мм. Применение двух ма-

териалов (меди, латуни, сплавов алюминия, биметалла) не вызывает заметного ухудшения параметров антенны, за исключением ее массы. Один из возможных вариантов крепления рефлекторов и директоров показан на (рис. 5.124,в). Активный вибратор с волновым сопротивлением 75 Ом (рис. 125,а) выполняют из алюминиевой проволоки диаметром 5 мм, а с волновым сопротивлением 50 Ом (рис. 5.125,б) - из двух алюминиевых трубок диаметром 12 мм, соединенных алюминиевой дужкой-согласователем из проволоки диаметром 5 мм.

Таблица 5.15

Параметр	9-элементная	13-элементная	16-элементная	21-элементная
Диапазон частот, МГц	144...146	144...146	144...146	432...435
Усиление, дБ	11,8	12,8	15,6	16,8
Горизонтальный угол раскрыва, градус	38	34	32	24
Вертикальный угол раскрыва, градус	46	38	34	26
Подавление заднего лепестка, дБ	15	20	22	23
Максимальное подавление боковых лепестков, дБ	50	50	60	40
КСВ	1,3	1,2	1,2	1,1
Длина антенны, м	3,3	4,0	6,4	4,6

Активный вибратор должен быть надежно изолирован от траверсы. В качестве изоляционого материала можно использовать стекелотекстолит, тефлон, органическое стекло и т.п. На (рис. 126,а и б) схематически изображены 9- и 13- элементная антенны для 2-метрового диапазона. Конструкция активных вибраторов с различным волновым сопротивлением для этих антенн показана на (рис. 126,в) 75 Ом и (126,г) 50 Ом. Некоторое различие в размерах данных активных вибраторов от тех, которые применяются в 16-элементной антенне, обусловлено стремлением лучше согласовать эти антенны с фидером. Сечение несущей траверсы для этих антенн такое же, как и для 16-элементной 20×20 мм.

Конструктивно 9- и 13-элементную антенну выполняют так же , как и 16-элементную. На (рис. 127,д) приведен схематический чертеж 21-элементной антенны для диапазона 70 см. Расстояние между элементами, указанные на рисунке, относятся к случаю использования фидера с волновым сопротивлением 75 Ом. При питании антенны 50- омным кабелем расстояния должны быть следующими: рефлектор - активный вибратор -139 мм, активный вибратор- директор 1 - 48 мм, директор 1- директор 2 - 68 мм, директор 2 - директор 3 - 182 мм. Остальные директоры располагают на расстоянии, указанном на рисунке. Для траверсы используют прокат квадратного профиля со стороной 16,5 мм (можно применить трубку диаметром 16...17мм). Все пассивные элементы изготавливают из алюминиевой проволоки диаметром 4 мм и укрепляют непосредственно на траверсе

(см. рис. 5.124,а). Активный вибратор (рис. 5.127,е) выполняют из алюминиевой проволоки диаметром 5 мм. В месте крепления к траверсе он должен быть изолирован от нее.

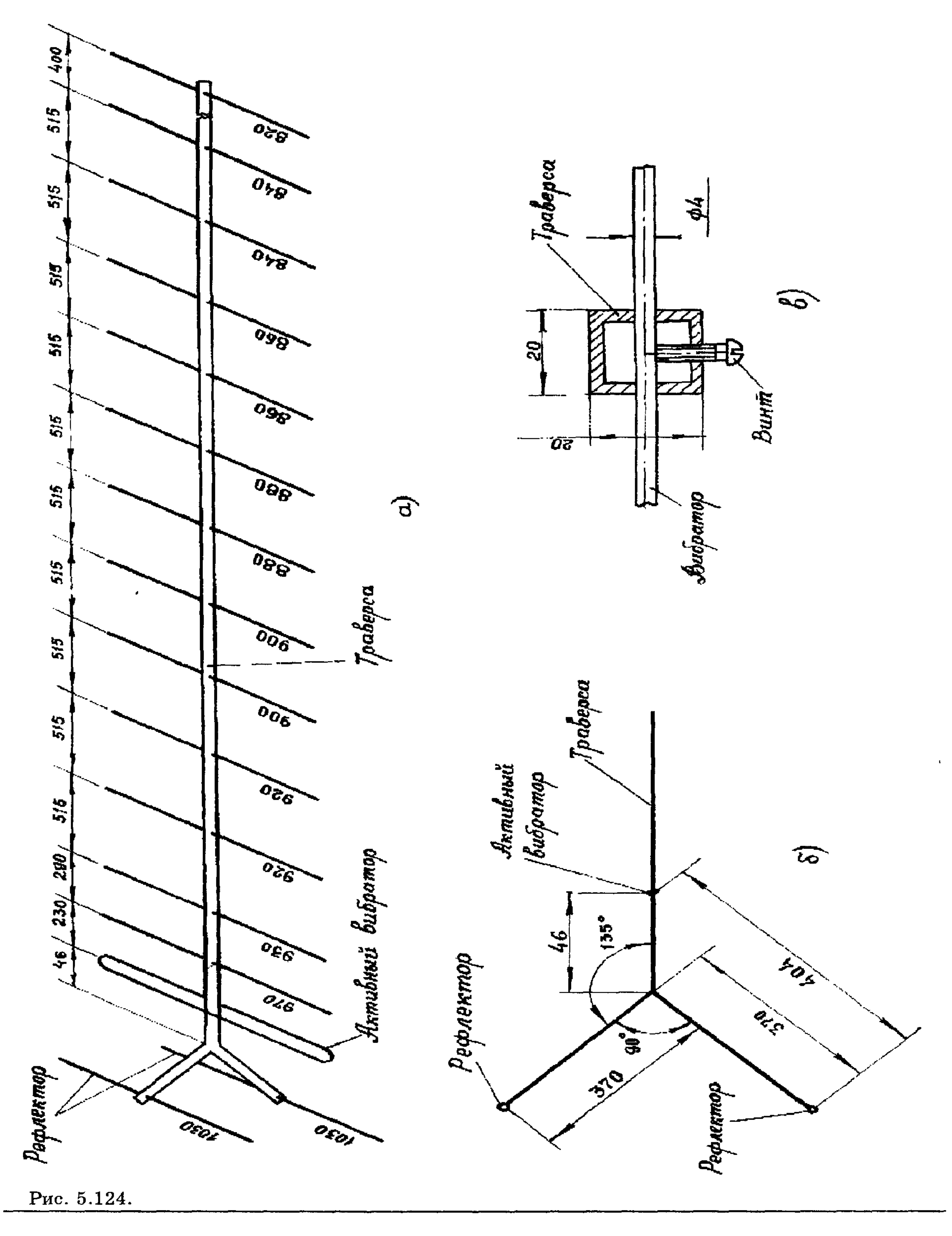


Рис. 5.124.

На первый взгляд может показаться, что непосредственное питание симметричного вибратора несимметричным коаксиальным кабелем не может дать хороших результатов так как в это случае отношение напряжений на его концах равно примерно 2:3. А это неизбежно приведен к формированию излучения с вертикальной поляризацией, тем самым ухудшается коэффициент усиления антенны и ее диаграмма направленности. Однако эксперименты показывают, что питать антенну так можно, но входное сопротивление активного вибратора должно быть согласовано с волновым сопротивлением питающего фидера, а активный элемент надежно изолирован от траверсы. При этом практически подводимая

ВЧ энергия излучается активным вибратором в окружающее пространство, а большое число пассивных элементов достаточно хорошо формирует главный лепесток диаграммы

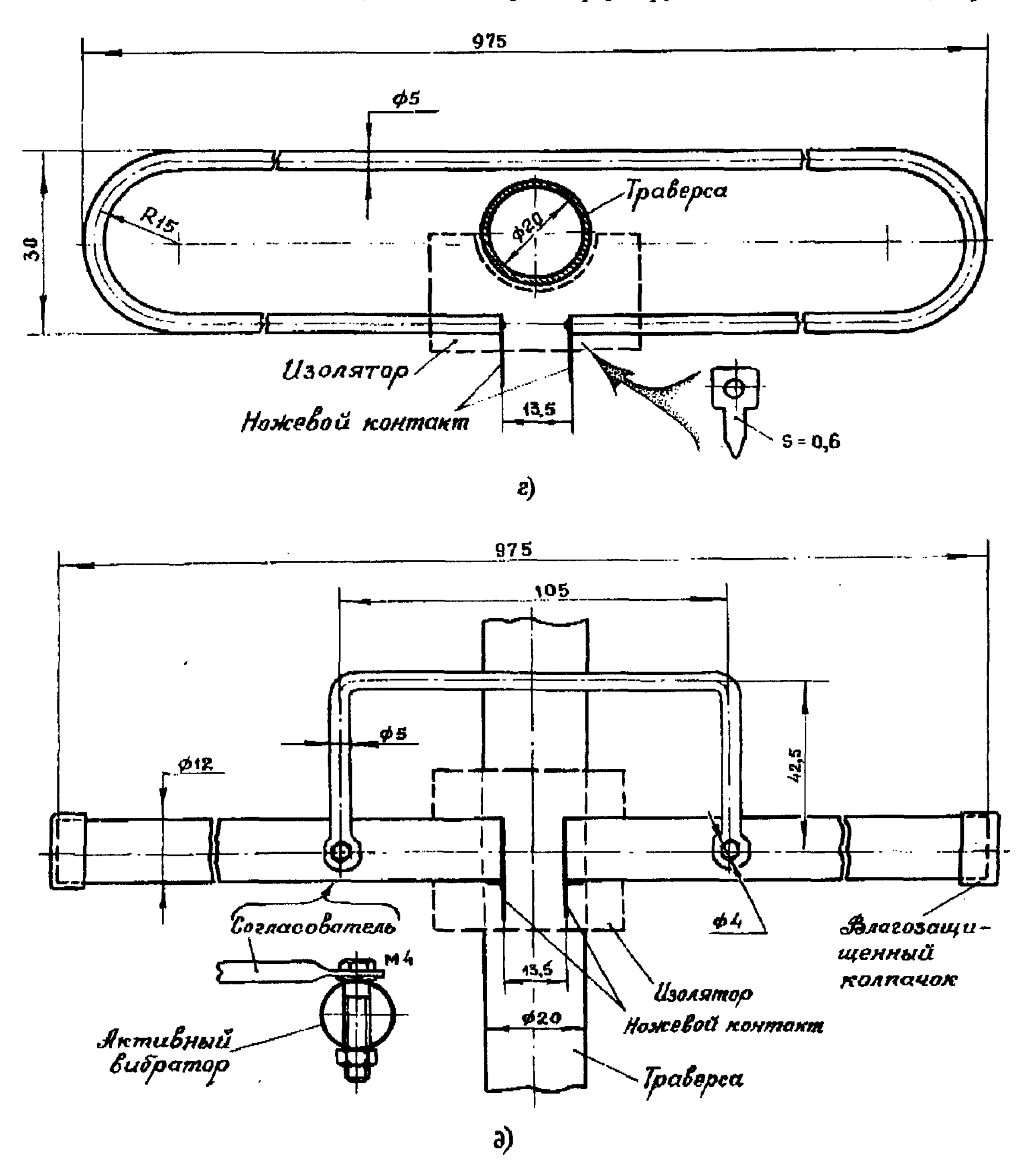


Рис. 5.125

излучения антенны строго по ее оси. На рис. 5.128 и 5.129 изображены диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях 16-элементной антенны F9FT для 2-метрового диапазона.

Чтобы получить большее усиление, однотипные антенны объединяют в системы. При удвоении числа однотипных антенн коэффициент усиления системы может возрасти на 2,5 дБ. Максимальное значение достигается только при условии оптимального расстояния между антеннами и строгой фазировки последних. Оптимальное расстояние для 16-элементных антенн 2-метрового диапазона и для 21-элементной антенны диапазона 70 см составляет 2!!!. На рис. приведены варианты компоновки антенных систем.

Если, например, требуется согласовать с питающим фидером, имеющим волновое сопротивление 75 Ом, антенную систему из двух антенн с активным элементом, у которого волновое сопротивление 75 Ом, необходимо сделать следующее. Вибраторы обеих антенн соединяют через тройник отрезками коаксиального кабеля (их волновое сопротивление) 75 Ом) длиной, кратной $\lambda/2$ (l_1=l_2= cn $\lambda/2$,где n = 1,2,3,..., с - коэффициент укорочения

Рис. 5.126

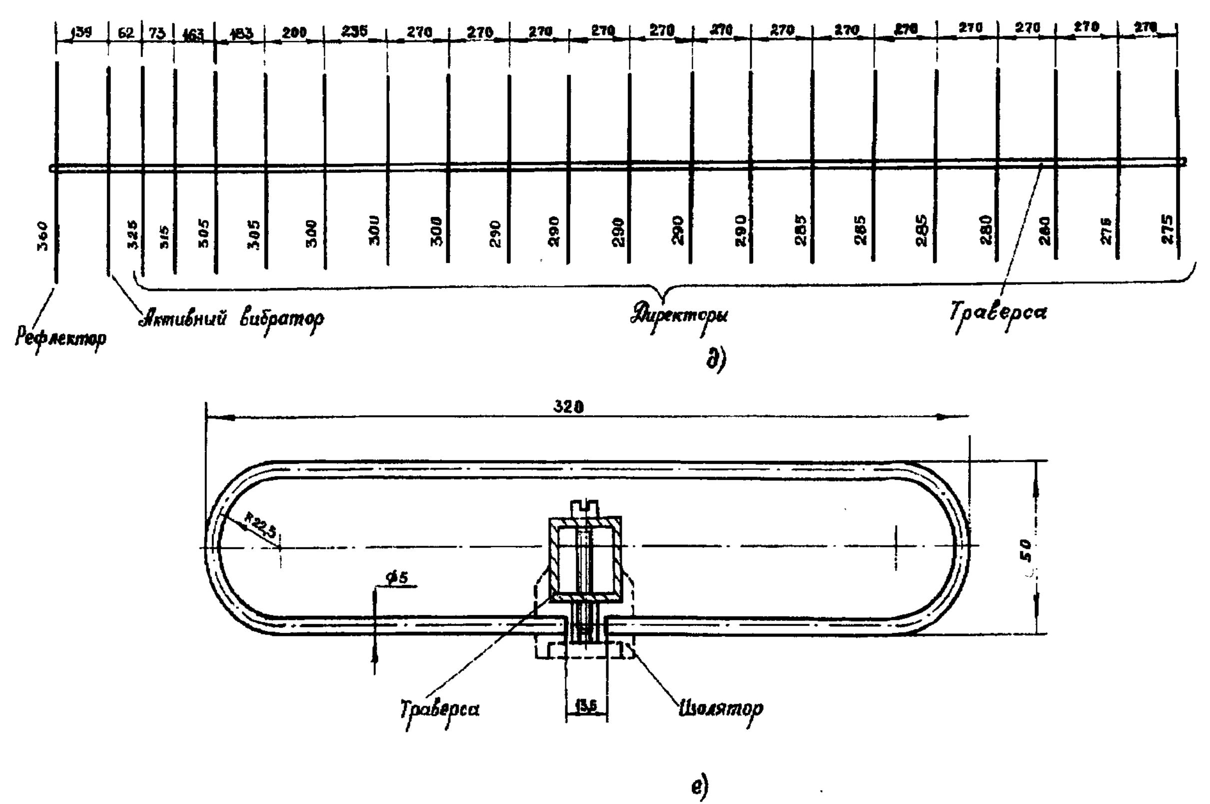


Рис. 5.127

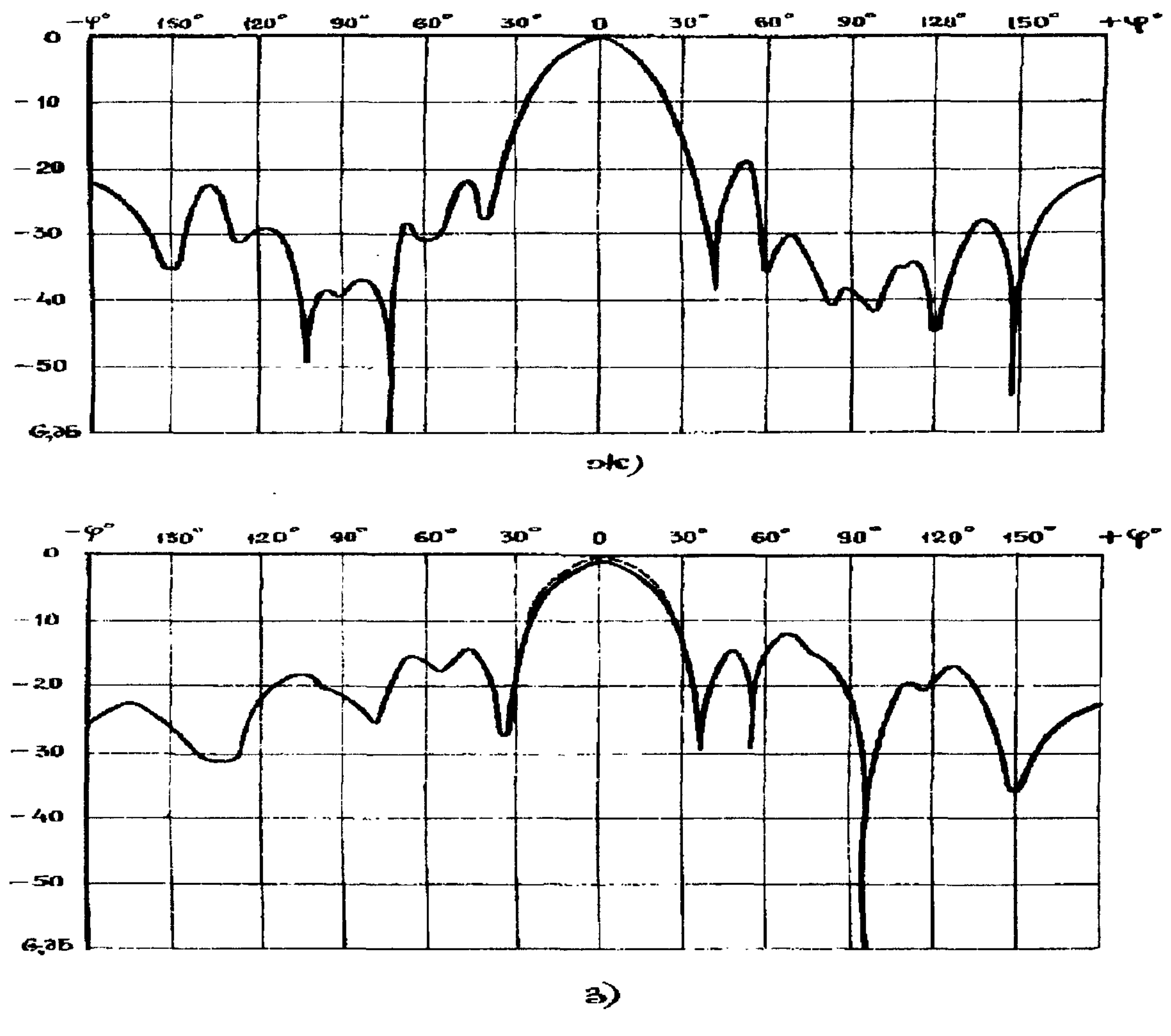


Рис. 5.128 и 5.129

кабеля) , с четвертьволновым трансформатором. Последний изготавливают из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом ($q_3 = \sqrt{q_1 q_2} = \sqrt{37{,}5 \cdot 75} \approx 51$ Ом) длиной $c\lambda/4$.

Для правильной фазировки антенной системы центральные проводники отрезков коаксиального кабеля подключают к точке А (см.рис. 5.130). Очень просто согласовать четыре однотипные антенны (см.рис. 5.130,г). В этом случае используют отрезки кабелей с одинаковым волновым сопротивлением 50 или 75 Ом длиной ($l_1=l_2=l_3=l_4=cn\lambda/2$, $l_5=l_6=cn/4$.

На рис. 5.130,г показан вариант объединения двух антенн при котором получается диаграмма направленности с круговой поляризацией. Такие системы целесообразно использовать при работе через радиолюбительские спутники Земли, а также при приеме сигналов, отраженных от лунной поверхности. Обе антенны монтируют взаимно перпендикулярно на одной траверсе, одноименные вибраторы укрепляют как можно ближе друг к другу.

Для согласования используют отрезки коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом ($l_1=cn_1\lambda/4$, $l_2=cn_2/2$, где $n_1=1,3,5,...$; $n_2=1,2,3,...$; l_2-$l_1=\lambda/4$) и 50 Ом ($l_3=c\lambda/4$).

Данная антенна система круговой поляризации имеет коэффициент усиления такой же что и одиночная антенна.

В заключение несколько практических советов. Для удобства и быстрой сборки антенных систем рекомендуется отрезки кабелей согласования снабжать высокочастотными разъемами типов СР-75 и СР-50, а для их соединения использовать ВЧ тройники. Такие узлы нетрудно защитить от влияния атмосферных осадков. Если указанных разъемов нет отрезки кабелей можно аккуратно спаять, а места соединения покрыть полистиролом или эпоксидной смолой. Все крепежные винты желательно ставить с нижней стороны траверсы и закрашивать их. Трубки элементов с концов закрывают капроновыми колпачками или резиновыми пробками. Места подключения кабелей к вибраторам желательно поме-

щать в капроновые стаканы, чтобы длинные траверсы не прогибались, их можно обычным

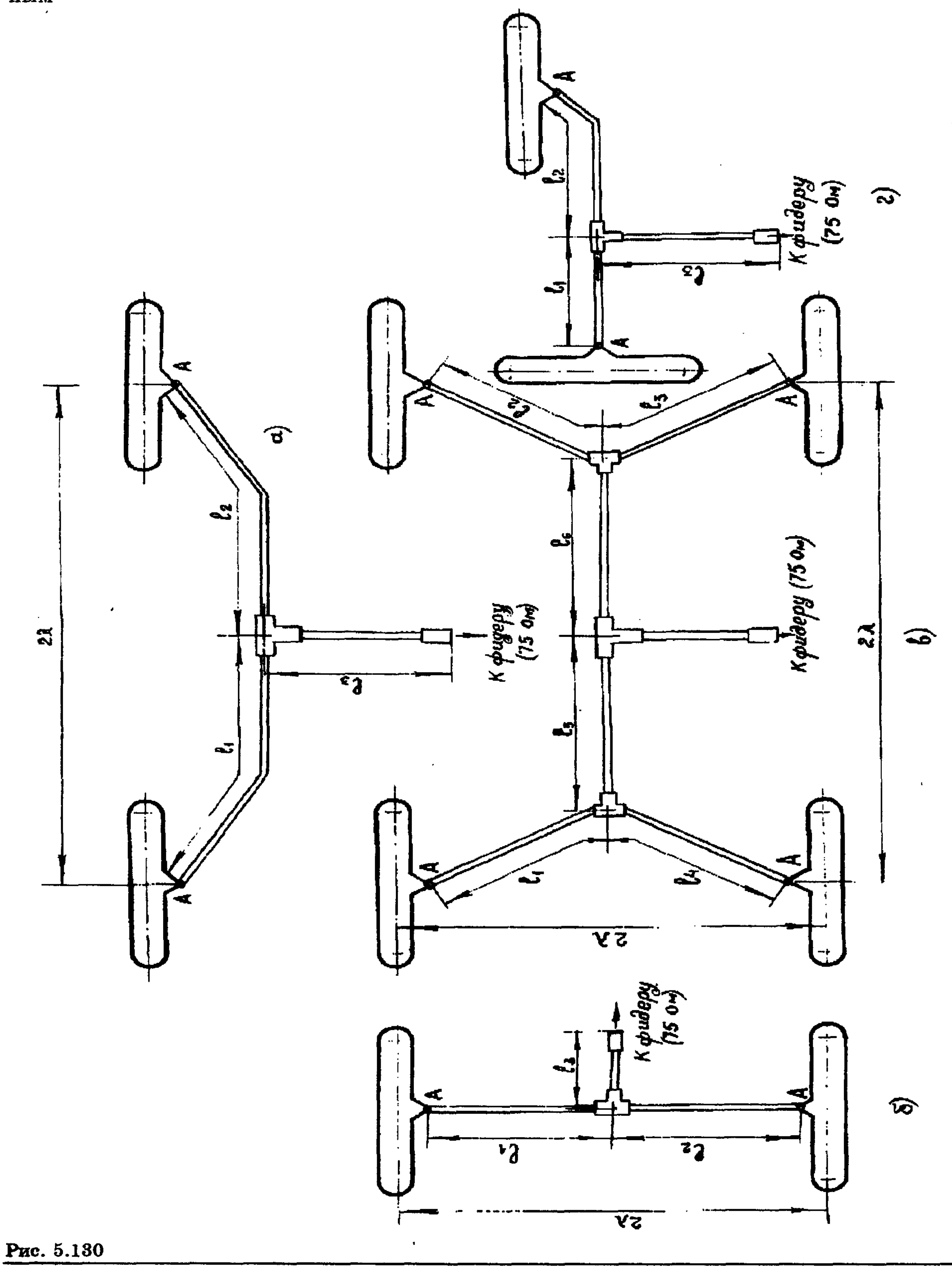


Рис. 5.130

способом подпереть диагональными штангами. Последние должны быть одинаковой длины для всех антенн, скомпанованных в систему.

Проектирование длинной антенна «УДА-ЯГИ» (L-ЯГИ)

При проектировании конкретной антенны типа *L*-Яги можно в качестве основного критерия брать один из трех параметров антенны: усиление, ширину главного лепестка диа-

граммы, уровень бокового и заднего излучения. Дело в том, что от критерия прежде всего зависит выбор коэффициента замедления K.

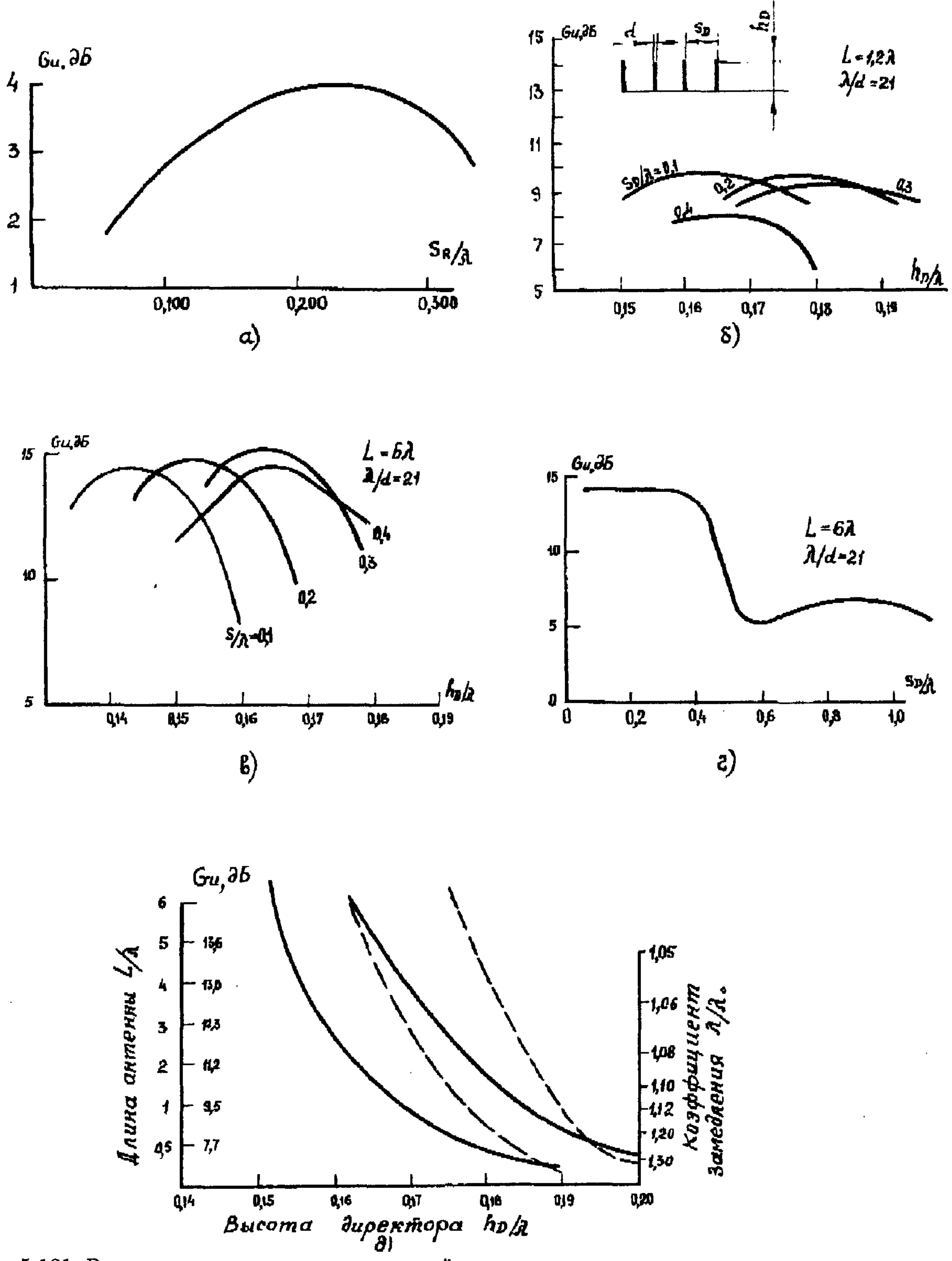
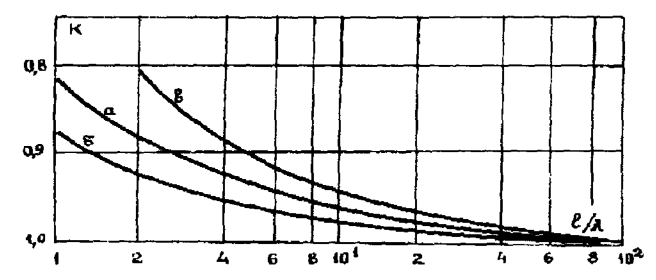


Рис. 5.131. Влияние геометрии системы диполей на усиление антенны:
а - влияние расстояния W - $R(\lambda)$; *б* - влияние высоты директора h_D/λ при различных расстояниях S_D/λ для антенны длиной L=1,2 λ; *в* - то же, что и *б*, но для L=6 λ; *г* - влияние расстояния S_D/λ; *д* - результирующие характеристики; ··············· S_D/λ=6,2; - - - - - - - - S_D/λ=0,4

на рис. 5.132 приведены графики, облегчающие выбор коэффициента замедления. Кривая *а* на рис. 5.132 позволяет найти для заданной длины антенны (точнее, для заданной электрической длины антенны (l/λ) то значение K, при котором антенна реализует макси-

мальное усиление. Кривая *б* соответствует такому значению коэффициента *К*, при котором для
заданного отношения l/λ антенна имеет наименьшую ширину диаграммы направленности. Кривая в позволяет определить такое значение *К*, чтобы при заданном отношении l/λ антенна имела минимальные уровни бокового и заднего излучения.

Отметим, что согласование антенны, главным образом, определяется системой возбуждения антенны, т.е. зависит от схемы выполнения R-W-D_1.



К выбору коэффициента замедления К для антенны длиной l/λ, спроектированной по одному из трех критериев: а - максимальное усиление; б - минимальная ширина главного лепестка; в - наименьший уровень боковых лепестков.

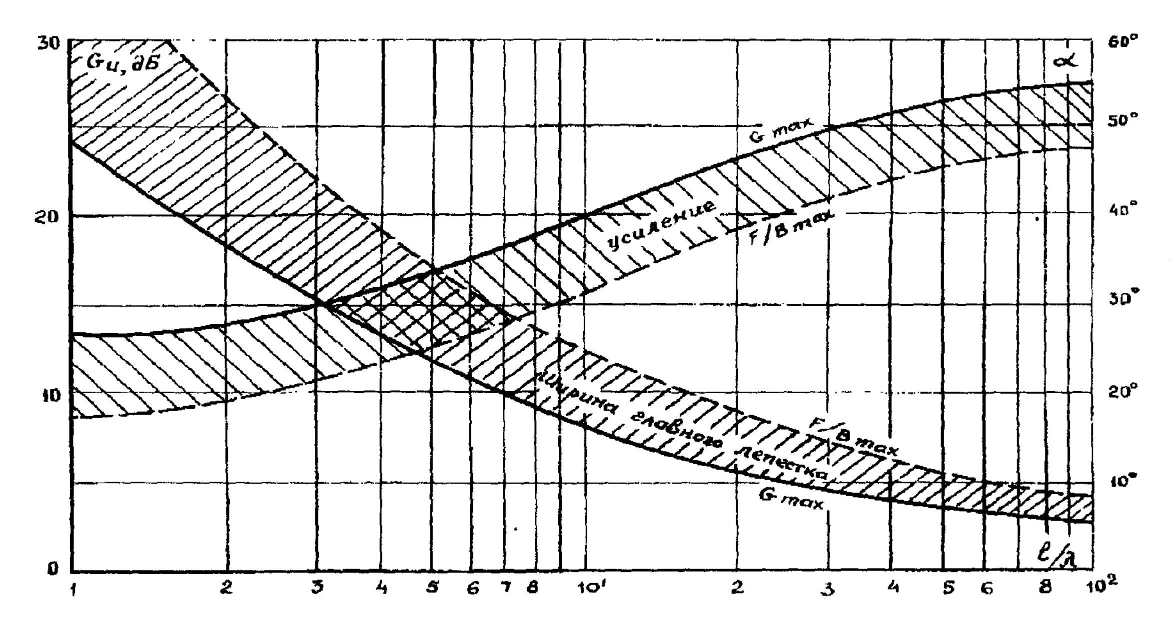


Рис. 5.132 (верхний) и 5.133 (нижний)

Проектирование антенны на максимум усиления

На рис. 5.133 приведен график, характеризующий усиление антенны как функцию ее длины. Этот график может использоваться для предварительной оценки правильности выбора длины антенны, от которой требуется реализация заданного значения усиления. Рассмотрим более подробно факторы, влияющие на усиление антенны. Вблизи вибратора наблюдается всплеск напряженности поля, которая дальше уменьшается и остается практически неизменной на большей части длины антенны. Первый директор D_1, устанавливается на очень небольшом расстоянии от вибратора (около 0,05...0,1λ) и поэтому оказывается в зоне сильной взаимосвязи с вибратором. Первый директор выполняется укороченным. Второй директор устанавливается на расстоянии 0,2λ, а длина его еще более уменьшена. Последующие директоры устанавливаются на еще большем расстоянии, однако расстояние между ними не превышает 0,4λ. Местоположение последнего директора и его длина подбираются из условий согласования.

Усиление антенны, которое можно достичь при условии, что $3\lambda \le l \le 8\lambda$, определяется по формуле

$G=10l/\lambda$.

Большое значение усиления можно достичь, если изменить усиление возбуждающей части антенны, т.е. повысить усиление системы R-W-D_1. Конкретные технические решения будут представлены ниже.

Проектирование на минимальную ширину главного лепестка диаграммы направленности

Согласно графику на рис. 5.132 (кривая б) в этом случае нужно выбирать значение коэффициента замедления K, пониженное по сравнению с его значением при использовании критерия максимального усиления. Отметим, что это условие при достаточно малых длинах антенны приведет к уменьшению усиления и росту уровня бокового излучения.

Проектирование антенны на минимальные уровни бокового и заднего излучения антенны

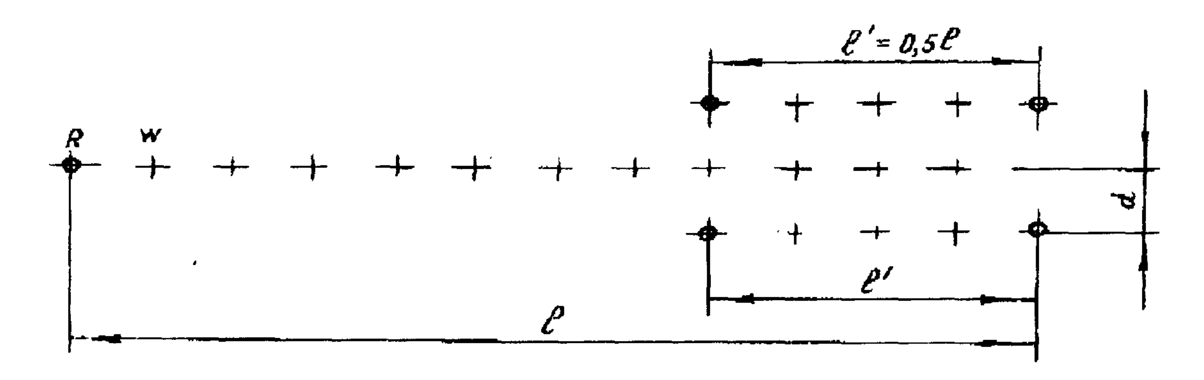


Рис. 5.134.

В начальной части антенны, т.е. на участке возбуждения антенны коэффициент замедления K=0,74. Далее на регулярной части антенны K=0,84. Снижение уровня боковых лепестков, обусловленных концевыми эффектами, достигается за счет размещения на концевой части антенны (примерно на длине $l' = 0{,}5l$) дополнительных пассивных элементов рис. 5.134. Расстояние d, на котором над основными элементами и под ними располагаются дополнительные пассивные элементы, рассчитывается по формуле

$d/\lambda=0{,}25\sqrt{l/h}$.

Такое решение, приводящее к снижению уровней бокового и заднего излучения, одновременно приводит к расширению главного лепестка диаграммы антенны и некоторому снижению ее усиления.

Система антенн типа L-Яги

Соединение единичных антенн типа L-Яги, которые имеют большое усиление, наталкивается на определенные физические ограничения. Поэтому большого усиления с помощью таких антенн добиваются путем применения антенных систем. Максимальную прибавку в усилении ΔG=2,5...2,8 дБ при добавлении второй антенны получаем, если апертуры обеих антенн пересекаются на уровне излучения -•25 дБ. Однако в этом случае возникает боковой лепесток, имеющий высокий уровень. Уменьшение уровня бокового лепестка достигается изменением расстояния между антеннами. Наибольшее расстояние между ярусами (этажами) антенны можно определить с помощью формулы

$d_{\max}/\lambda=\sqrt{l/\lambda}$

Ширина главного лепестка в плоскости размещения полотен, входящих в состав антенной системы

$\alpha_s=65\lambda/nd$.

Следует помнить, что при максимальном усилении антенны уровень первого бокового лепестка составляет 13,2 дБ, второго - 17,7 дБ, а третьего - 20 дБ.

При проектировании антенной системы, содержащей n антенн, можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 5.135 (рис. 5.135*а* соответствует n=2, а рис. 5.135б - n=4).

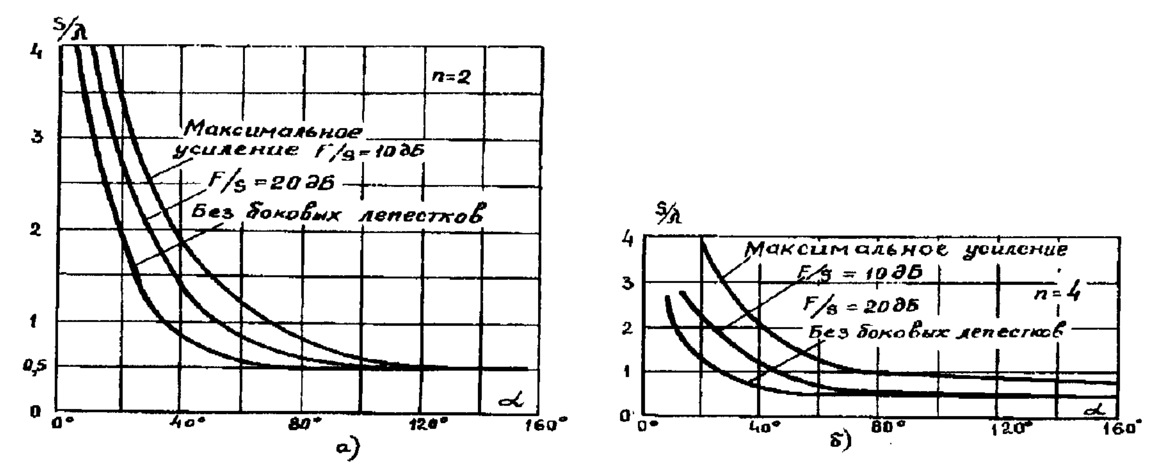


Рис. 5.135. Графики для определения оптимального расстояния между антеннами S/λ:
а - для двух антенн; *б* - для четырех антенн

АНТЕННА "ПОДВОДНАЯ ЦИВИЛИЗАЦИЯ"

482 203 508 406 407 406 407 406 407

1060 995 962 931 927 924 920 917 914 911

R W D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 D_6 D_7 D_8

а)

995 ф8 ф20 55 ф2

5500

f = 145 МГц

Вибратор

R'_A = 240 Ом

Рефлектор

90°

Вибратор

Рефлектор

б)

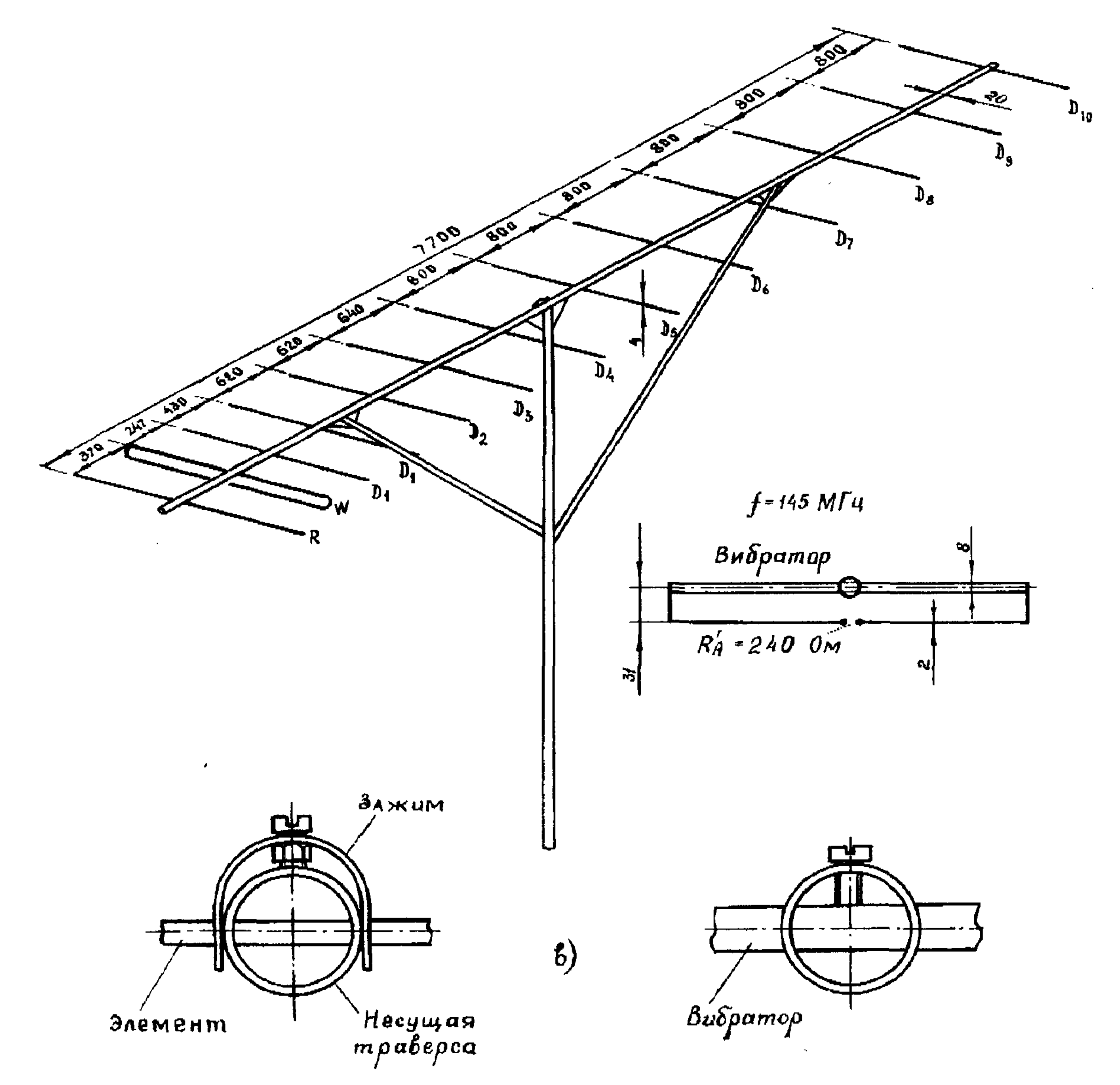


Рис. 5.136. Антенна *"Подводная цивилизация"*:
а - антенна длиной 1,7λ (3630 мм); R_A=240 Ом; G =11...12 дБ; F/B= 19 дБ; a_E=37°; a_H=43°; *б* - антенна длиной 1,5λ (5500 мм); R_A=240 Ом; G =13,5 дБ; F/B= 12 дБ; *в* - антенна длиной 3,5λ (7700 мм); R_A=240 Ом; G =16 дБ; F/B= 12 дБ; a_E=27°; a_H=29,5°;

Схема антенны приведена на рис. 5.136*а*. В состав антенны входит петлевой вибратор, выполненный из трубок разного диаметра 8 и 2 мм, расстояние между которыми равно 55 мм.

Расстояние между директорами антенны постоянно и равно 0,2λ. Это приводит к увеличению усиления антенны, однако отношение F/B не слишком велико.

Если увеличить длину антенны, сохранив при этом число директоров, то получим дальнейшее увеличение усиления. На рис. 5.136*б* приведен удлиненный вариант антенны длина которой теперь достигает 2,5λ=5,5 м. В этой антенне первый директор, обозначенный D_s, отстоящий от вибратора на расстоянии 0,12λ, оказывает сильное влияние на входное сопротивление антенны. Если вместо вибратора, показанного на рис. 5.135*б* использовать петлевой диполь, выполненный из трубки постоянного диаметра, а расстояние между вибратором и директором сократить до 0,1λ, то получим входное сопротивление 75 Ом.

В данной схеме вместо обычного рефлектора можно использовать уголковый (рис. 5.136*б*), что приведет к снижению уровня излучения антенны в заднем направлении. Однако большого ослабления излучения антенны в заданном полупространстве ждать не

Рис. 5.135. Антенна "ПОДВОДНАЯ ЦИВИЛИЗАЦИЯ":
г - зависимость $K_{от\ U}$ от частоты для антенны длиной 3,5λ; *д* - диаграмма направленности

приходится, так как сама антенна проектировалась по критерию максимального усиления.

Если к данной антенн добавить еще три директора, то получим тринадцатиэлементную антенну, длина которой достигает 3,5λ (рис. 5.136*в*). Физическая длина такой антенны, равная 7,7 м, представляет собой предел конструкторских возможностей радиолюбителей.

АНТЕННА "ТЮЛЬПАНЫ БОЙКОНУРА"

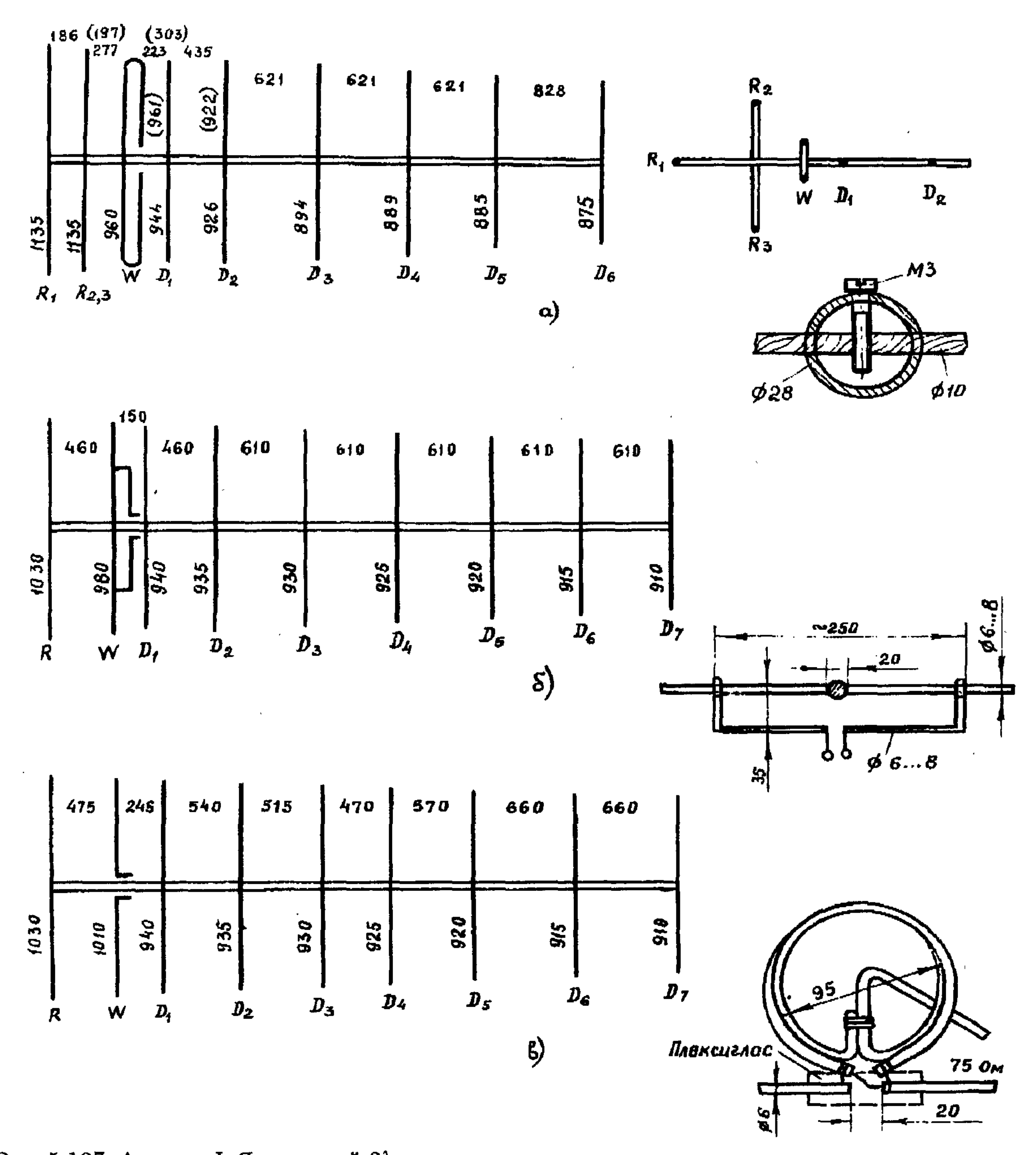


Рис. 5.137. Антенна L-Яги длиной 2λ:
а - антенна OK1DE; L=3812 мм; R_A=300 (150) Ом; G = 11...12 дБ; F/B= 14 дБ; *б* - антенна DL6WU; L=4150 мм; R_A=240 (150) Ом; G = 13 дБ; F/B= 19 дБ; α_E=35°; α_H=40°; *в* - антенна SP6LB; L=4150 мм; R_A=70 Ом; G = 14 дБ; F/B= 23 дБ;

Схема антенны приведена на рис. 5.137*а*. Антенна является наиболее короткой из антенн рассматриваемой группы и имеет длину, равную 1,8λ. Усиление антенны составляет 11-12 дБ. Антенна слабо излучает назад (отношение F/B=14 дБ), что достигается использованием тройного рефлектора, выполненного в виде уголка. Петлевой вибратор антенны имеет диаметр 10 мм. Если на базе такой антенны создать двухъярусную антенну, то необходимо несколько скорректировать размеры элементов (указаны на рис. 5.137*а* в скоб-

ках). Расстояние между ярусами антенн составляет 3100 мм. Антенна имеет R_A=150 Ом, что упрощает питание двух таких антенн, соединенных параллельно.

АНТЕННА "ТАЙНЫЙ ОРДЕН"

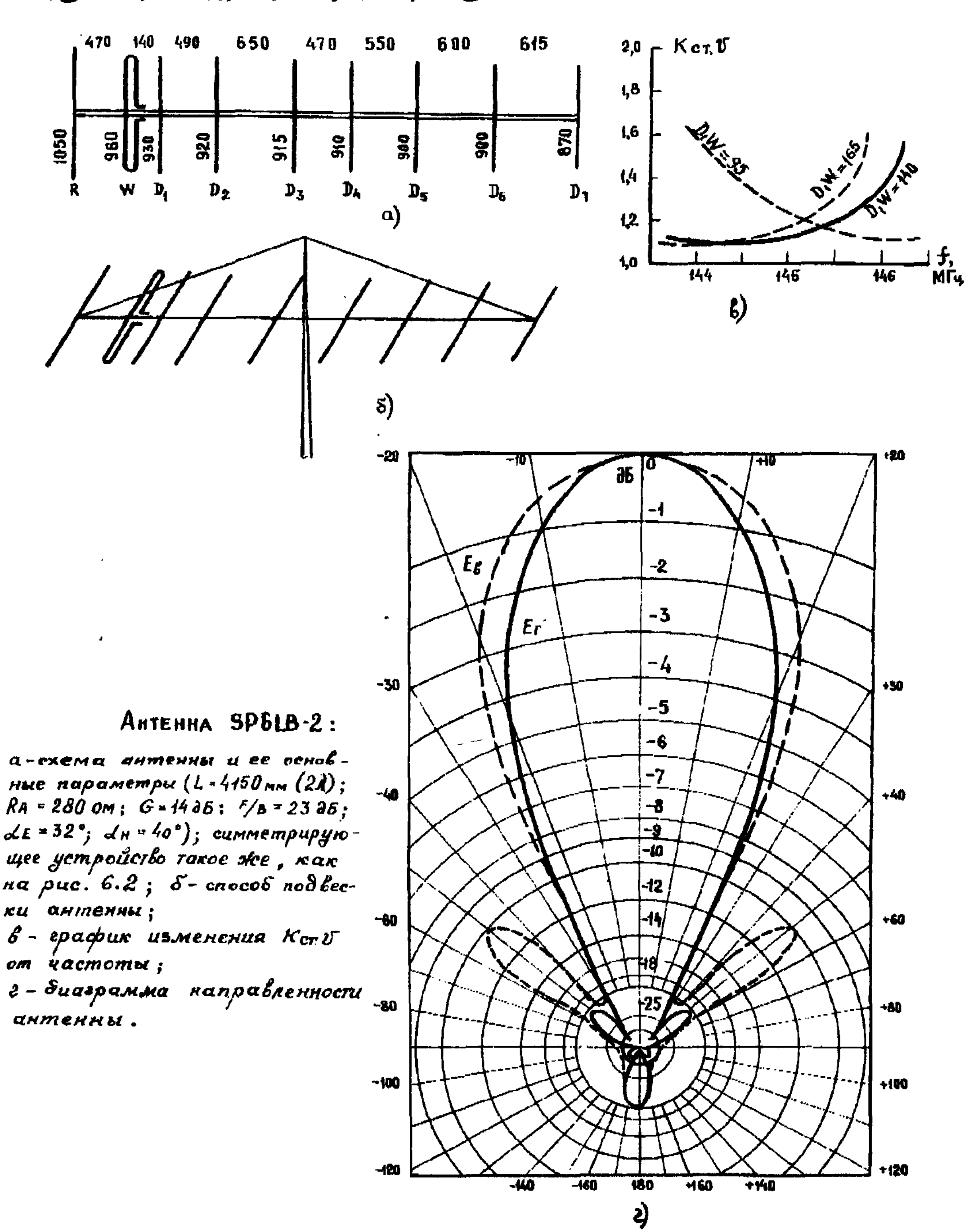


Рис. 5.138. Антенна "ШАБАШ ВЕДЬМ"

Схема антенны и ее размеры приведены на рис. 5.137б. Антенна выполнена таким образом, чтобы при использовании Т-трансформатора она могла быть согласована с двух проводной линией питания, имеющей волновое сопротивление 240 Ом.

АНТЕННА "ЛЫСАЯ ГОРА"

Схема и размеры антенны приведены на рис. 5.137в. Данная конструкция появилась в результате поисков решений, позволяющих обойтись при питании антенны без Т- трансформатора. Входное сопротивление равно 75 Ом. В антенне используется симметрирующее

устройство, конструкция которого показана на рис. 5.137*в*. В данном случае вибратор состоит из двух половин, которые соединены с симметрирующим устройством так, как показано на рис. 5.137*в*. Обе половины вибратора укреплены на изоляционной пластине.

АНТЕННА «ШАБАШ ВЕДЬМ»

Схема и размеры антенны приведены на рис. 5.138. Антенна содержит обычный петлевой вибратор, который через трансформирующее - согласующее устройство возбуждается с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Способ крепления антенны к мачте показан на рис. 5.138*б*. Резонансная частота и согласование антенны регулируются изменением расстояния W-D_1. График зависимости $K_{стU}$ от частоты приведен на рис.5.138*в*, а диаграмма направленности антенны - на рис. 5.138*г*.

АНТЕННА «МАСТЕР И МАРГАРИТА»

Схема антенны, разработанная Шпиндлером, показана на рис. 5.138*а*. Эта антенна характеризуется большой шириной полосы рабочих частот (около 6 МГц). Входное сопротивление антенны составляет 240...280 Ом. Антенна содержит трехэлементный рефлектор. Данная антенна может быть выполнена в трех вариантах: восьми, десяти и семнадцатиэлементной. Известен также и двадцатидвухэлементный вариант антенны рис. 5.139. Зависимости длины антенны и реализуемого усиления приведены в табл. 5.16 от числа используемых элементов. Еще раз повторим, что антенна была спроектирована по критерию широкополосности, хотя при такой же длине можно было на 1-2 дБ увеличить ее усиление.

Таблица 5.16

Параметры антенн L-Яги

Число элементов	L, мм	R_A, Ом	G, дБ	F/B, дБ	Рефлектор
8	2074 (λ)	280	9	18	Тройной
10	3886 (1,9λ)	280	10,2	20	Одиночный
17	6151 (3λ)	280	12,5	23	Тройной
22	9803 (4,7λ)	280	15	28	Из четырех элементов

АНТЕННА «БЕГЕМОТ»

Антенна, аналогична антенне «ШЕРЛОК ХОМС», (рис. 5.116) имеет длину около 16 м и используется как стационарная антенна. Все ее элементы укреплены на диэлектрических канатиках диаметром 1,5мм. В регулярной части антенны все директоры (диаметром 3 мм) имеют одинаковую длину, равную
915 мм. Верхняя часть петлевого вибратора выполнена диаметром 8 мм, нижняя часть диаметром 2 мм. Входное сопротивление его равно 240 Ом. Обратите внимание, что вибратор имеет сравнительно большую длину (998 мм), а расстояние между вибратором и первым директором очень мало: S=0,07λ=155 мм. Ширина диаграммы направленности составляет 23°. К достоинствам антенны следует отнести простоту ее транспортировки (антенна в свернутом виде представляет собой рулон) и достаточную простоту установки.

АНТЕННА "ГОЛГОФА"

Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 5.140. Длина антенны около 3,5λ. Высота между ярусами составляет около 2,7λ. Антенна реализует усиление около 19 дБ. Следует обратить внимание на достаточно сложную систему питания антенны.

Входное сопротивление антенны (одиночной) составляет 240 Ом. Это сопротивление с помощью четвертьволновой линии, волновое сопротивление которой равно 480 Ом, трансформируется в точке *B* в сопротивление 960 Ом. Параллельное подключение в точке *B*

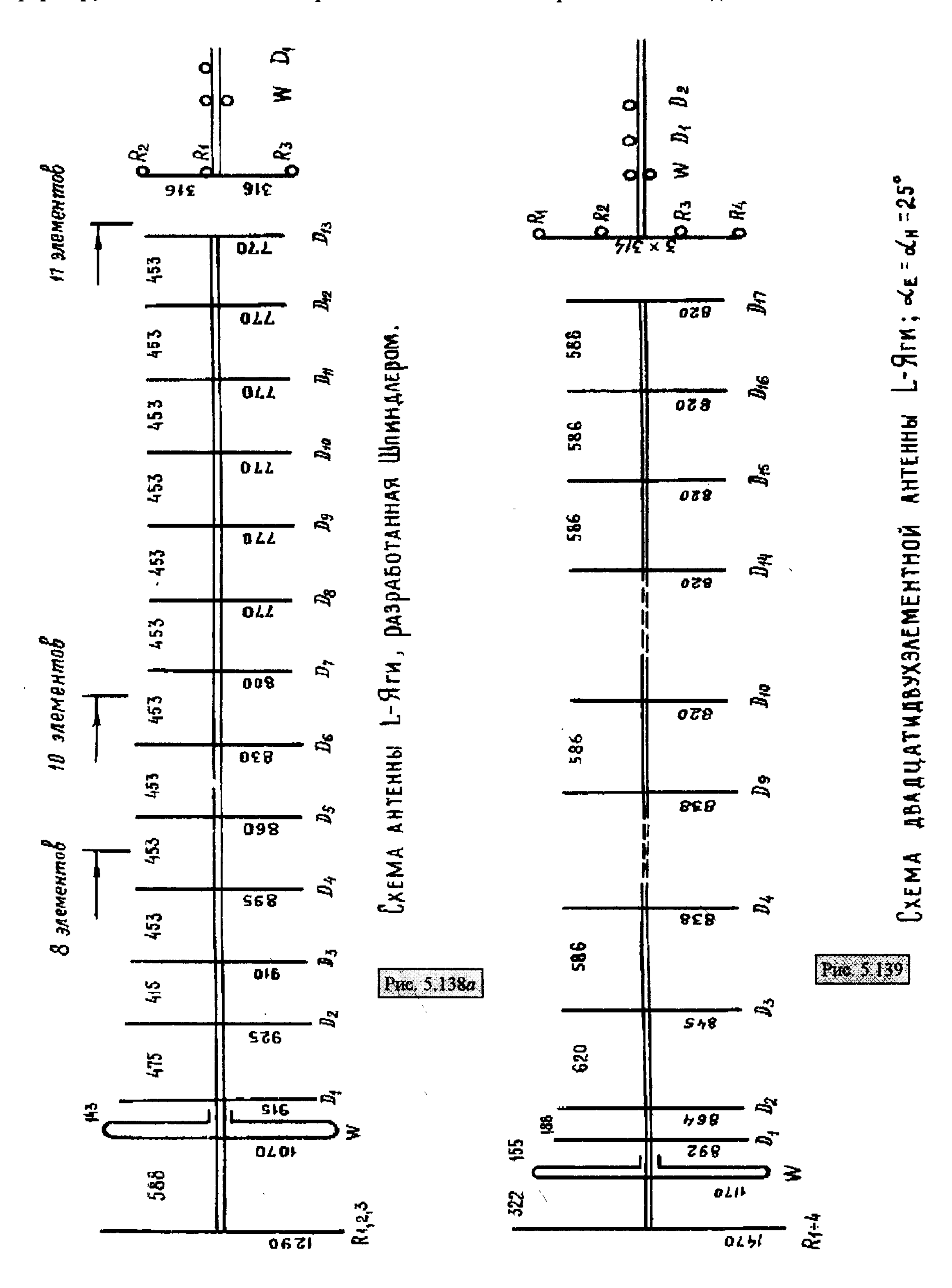


Схема антенны L-Яги, разработанная Шпиндлером.

Рис. 5.138а

Схема двадцатидвухэлементной антенны L-Яги; $\alpha_E = \alpha_H = 25°$

Рис. 5.139

двух антенн вдвое снижает сопротивление, которое теперь становится равным 480 Ом. Использование еще одной четвертьволновой линии с Z_0=340 Ом трансформирует сопротивление в 240 Ом. Поэтому в точке С можно подсоединить симметричную двухпроводную линию с волновым сопротивлением 240 Ом. Можно также, используя симметрирующее

и трансформирующее устройство, осуществить питание антенны при помощи коаксиального кабеля.

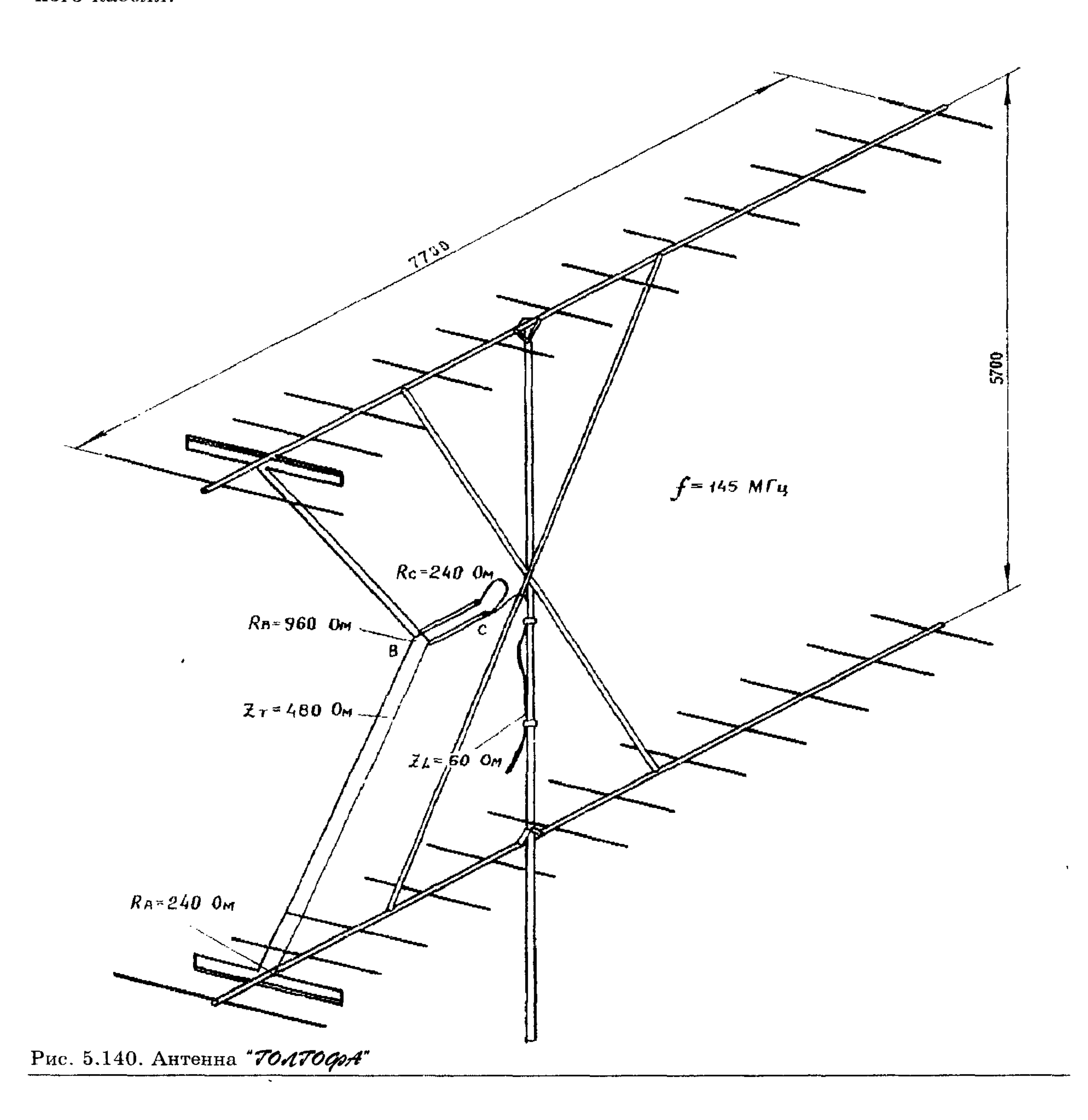


Рис. 5.140. Антенна "ТОЛТОФА"

АНТЕННА "ХРУСТАЛЬНЫЙ ШАР"

Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 5.141. В данном случае за счет удвоения числа антенн получен выигрыш по усилению по сравнению с предыдущей антенной на 2,5 дБ. Антенны, входящие в состав антенной системы, установлены по углам квадрата размером 5,7×5,7 м^2. В такой антенной системе можно достичь усиления около 21 дБ. Путем незначительной коррекции можно добиться наименьшей ширины главного лепестка или небольшого отношения F/B.

АНТЕННА "ПРИКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОНИКА"

Схема антенны приведена на рис. 5.142, параметры - в табл. 5.17. Несмотря на сравнительно небольшие размеры антенна имеет усиление G=6,5дБ. Эта антенна обладает следующими ширинами диаграммы направленности: α_E=60° и α_H=100°. Это позволяет устанавливать достаточнс устойчивые радиосвязи с близко расположенными корреспондента-

ми практически без поворота антенны. Антенна возбуждается 60-омным коаксиальным кабелем с использованием полуволнового трансформатора с коэффициентом трансфор-

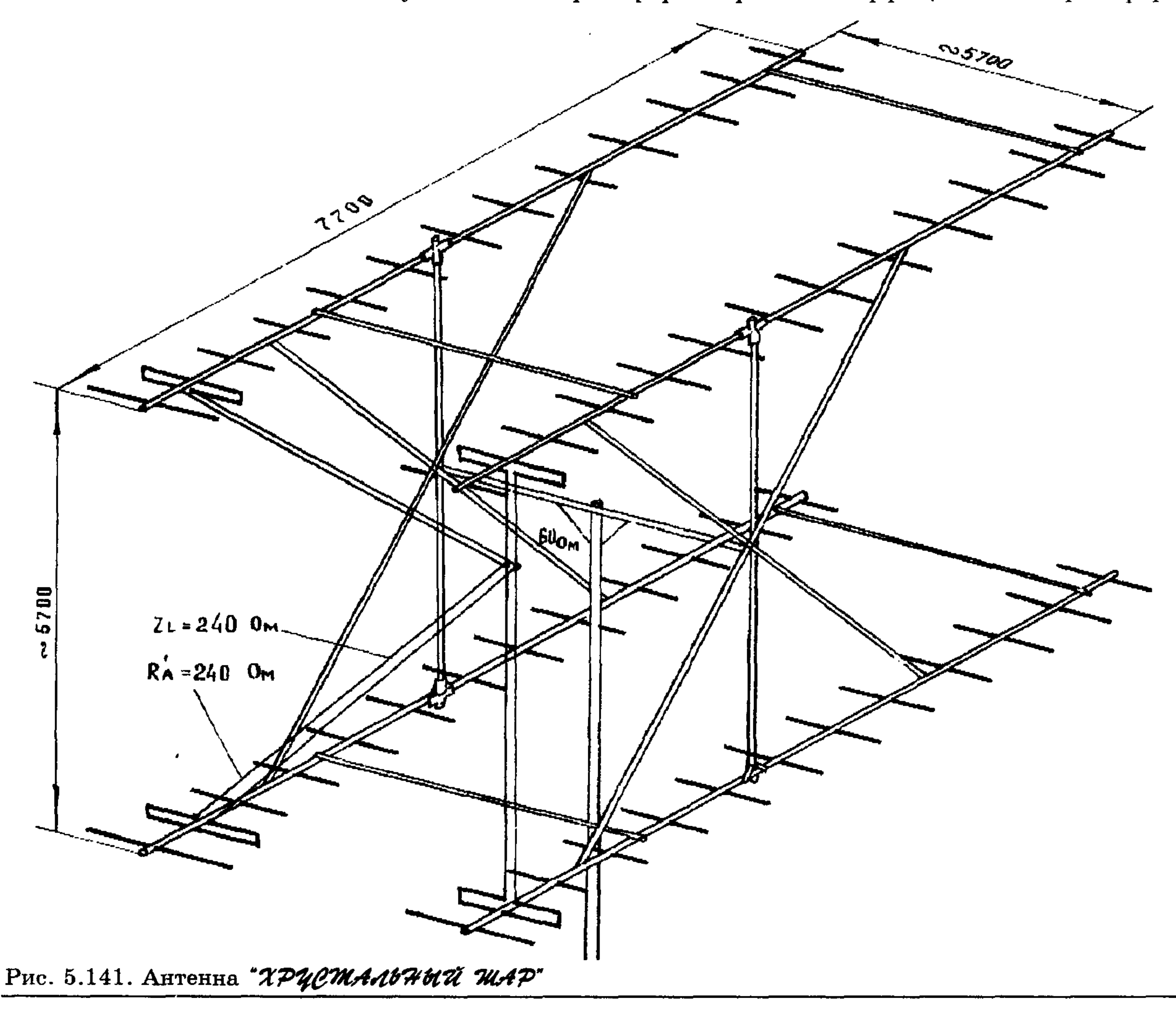


Рис. 5.141. Антенна "ХРУСТАЛЬНЫЙ ШАР"

мации 1:4. Если для питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, то расстояние W-D_1 следует увеличить до 120 мм.

АНТЕННА "ПАПА КАРЛО"

Эта антенна, изображенная на рис. 5.142*б* (см. также табл. 5.17), имеет большее усиление. Кроме того, антенна обладает большой широкополосностью, позволяющей ей работать в диапазоне от 340 до 440 МГц. Эту антенну применяют при организации местных радиосвязей, так как она имеет малые габаритные размеры и мало чувствительна к влиянию близко расположенных предметов.

Таблица 5.17

Параметры антенны "Папа Карло"

Тип антенны	L, мм	R_A, Ом	G, дБ	F/B, дБ	α_E	α_H
4 Y	335 ($\lambda/2$)	240	6,5	14	60°	100
6 Y	590 (0,85λ)	240	9	15	50°	63
9 LY	1335 (1,9λ)	240	11,5	19	44°	48

Входное сопротивление антенны составляет 280 Ом, что соответствует расстоянию W-D_1 около 40 мм. В этом случае резонансная частота антенны снижается до 432 МГц и для ее увеличения необходимо укоротить вибратор до 370 мм, а рефлектор до 450 мм. Отметим,

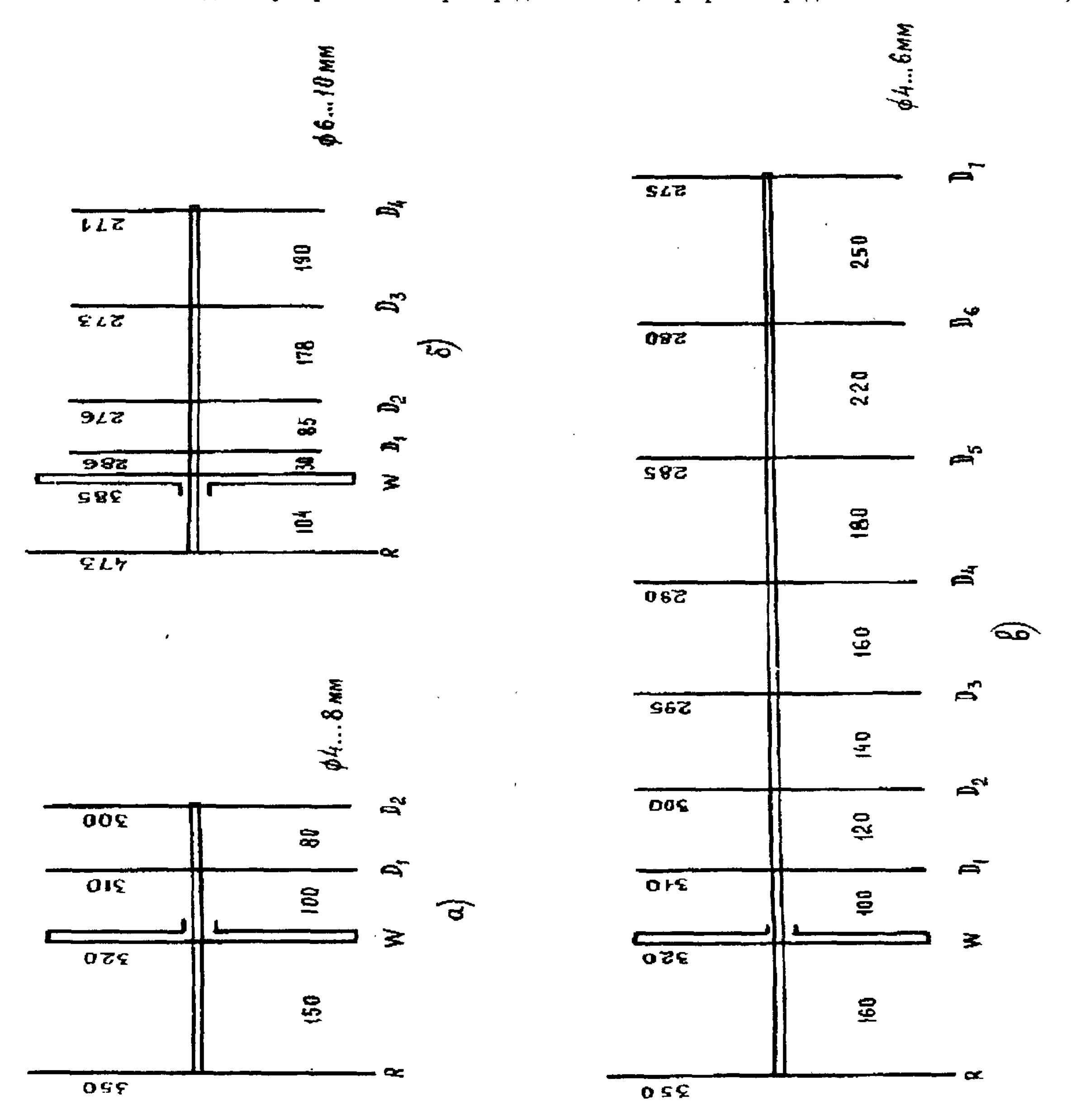


Рис. 5.142. Антенны для диапазона 432 МГц:
а - четырехэлементная; *б* - шестиэлементная; *в* - девятиэлементная

что увеличение диаметра вибратора приводит к снижению резонансной частоты.

АНТЕННА "КАРАБАС-БАРАБАС"

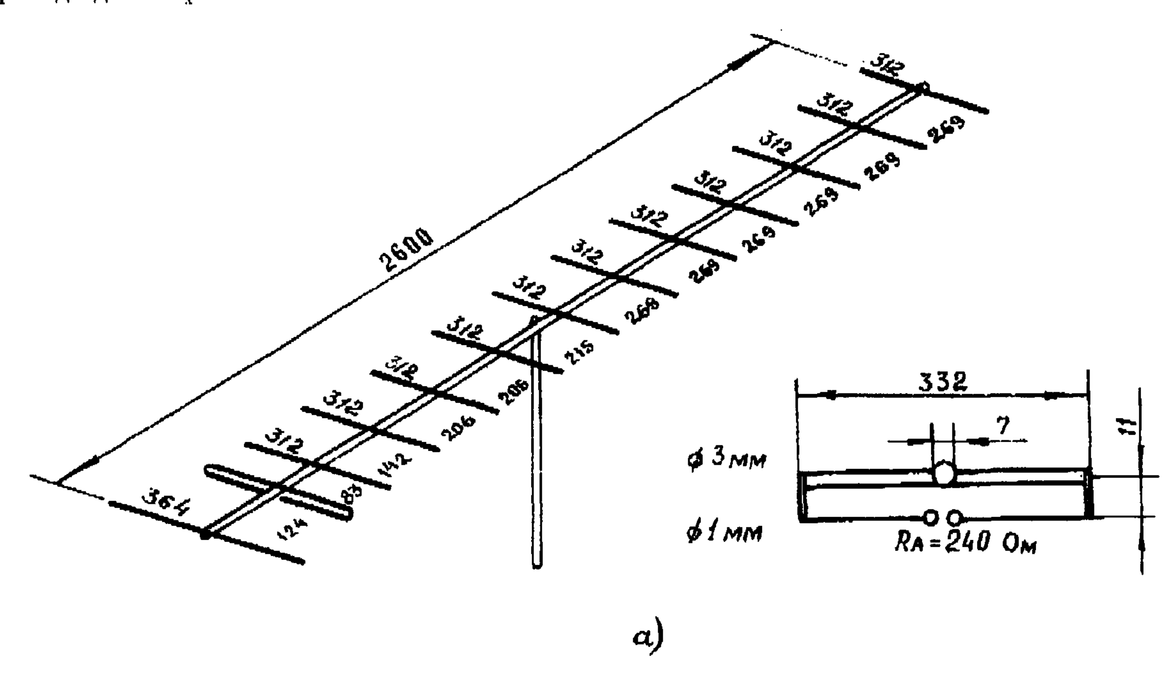
Схема антенны приведена на рис. 5.142*в* (см. табл. 5.17). Эта антенна имеет большое усиление и хорошую направленность.

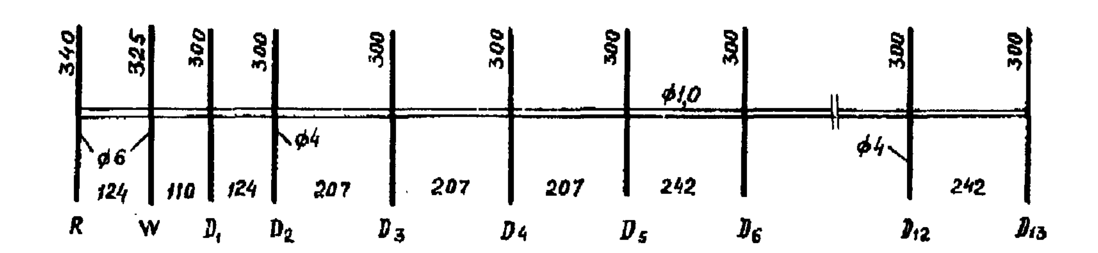
Входное сопротивление антенны находится в пределах от 240 до 280 Ом. Наиболее эффективным способом согласования является изменение в пределах ±10 мм положения первого директора D_1. Антенна имеет достаточно большую широкополосность.

АНТЕННА "КОТ БАЗИЛИО"

Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 5.143*а*. Усиление антенны составляет 16 дБ. Диполи выполнены из медного провода диаметром 1,3 мм, вибратор из

провода диаметром 3мм.





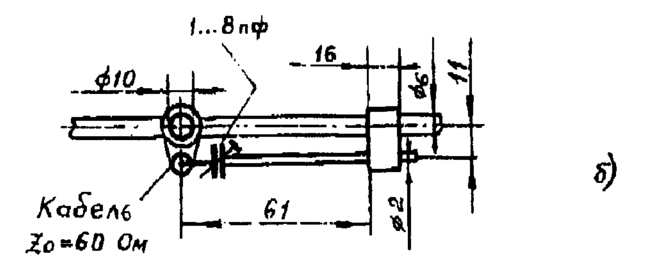


Рис. 5.143.

АНТЕННА "ФИГАРО"

Пятнадцатиэлементная антенна, имеющая длину 4,35λ (29,2м), представлена на рис. 5.143*б*. Эта антенна имеет усиление G=15,2 дБ, R_A=50...60 дБ, отношение F/B=22 дБ. Для питания антенны используется гамма-трансформатор, в котором индуктивная составляющая сопротивления петли компенсируется с помощью переменного конденсатора емкостью 1...8 пФ. Такая схема позволяет использовать в качестве линии питания коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50...60 Ом без применения симметрирующих

устройств. Если же в качестве линии питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, то размер 61 мм следует увеличить до 70 мм.

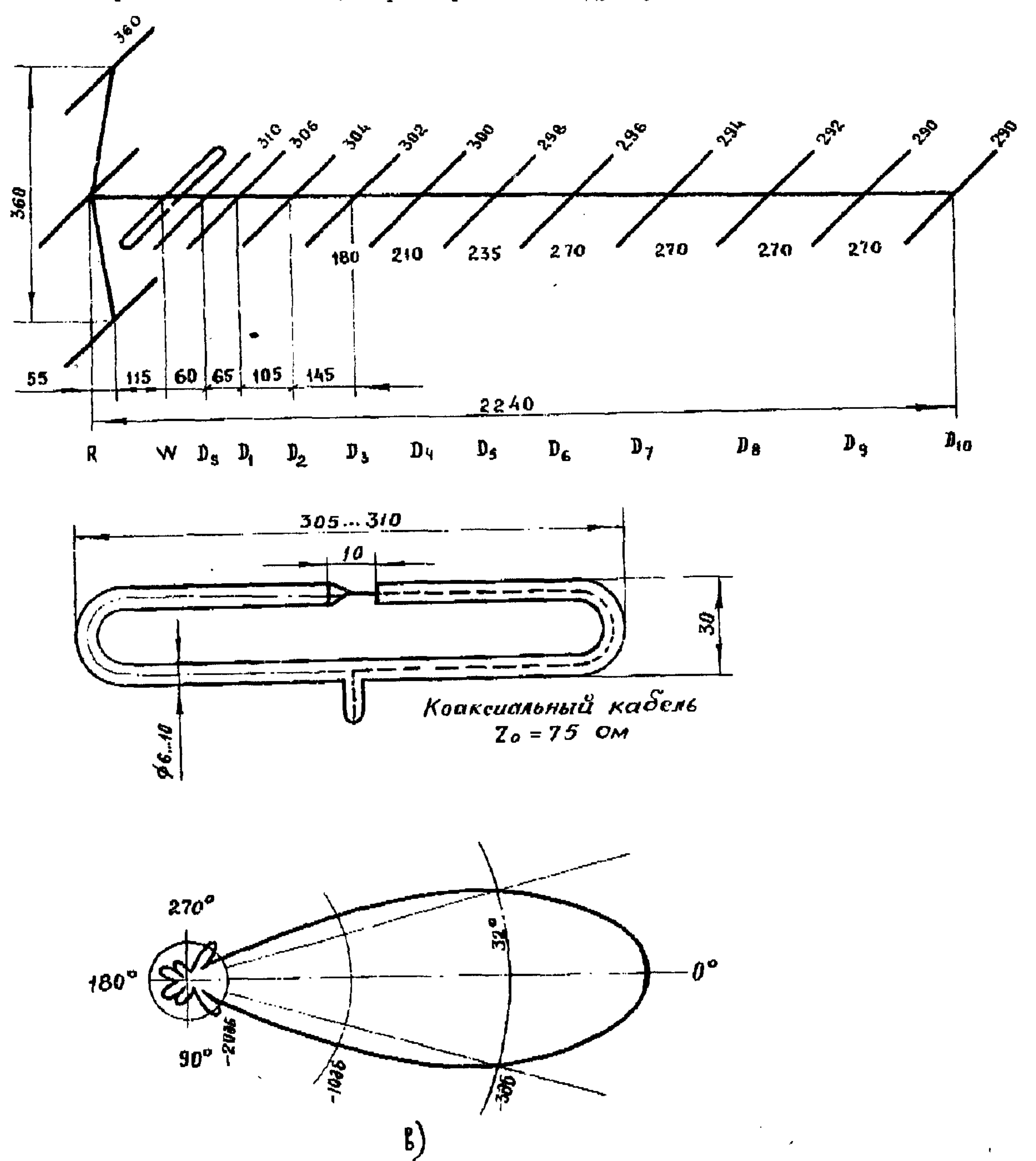


Рис. 5.143.

АНТЕННА "КРЫМСКИЕ ГОРЫ"

Вариант пятнадцатиэлементной антенны показан на рис. 5.143*в*. Антенна имеет длину l=3,25λ=2,24 м. Усиление антенны составляет 12,5 дБ. В этой антенне использован оригинальный способ питания. Кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, у которого снята оболочка, протягивают внутрь вибратора, а его средняя жила припаивается ко второму концу вибратора.

АНТЕННА "ЧЕЛОВЕЧЕСКАЯ КОМЕДИЯ"

Эта антенна, изображенная на рис. 5.144*а*, пользуется большой популярностью среди американских радиолюбителей. При ее проектировании использовалось условие постоян-

ства расстояний между директорами (около 0,36λ), что позволило получить сравнительно большое усиление при малом числе элементов. Ее длина равна 4,8λ (3,35 м), G=16,5 дБ. Входное сопротивление антенны составляет 200 Ом, поэтому с помощью трансформатора с коэффициентом трансформации 4:1 легко применить для питания антенны коаксиальный 50-омный кабель. Если антенну возбуждать с помощью 75-омного коаксиального кабеля, то необходимо внести некоторую коррекцию в конструкцию антенны. Надо использовать петлевой вибратор длиной 340 мм и дополнительный директор длиной 310 мм, установленный на расстоянии 40 мм от вибратора. Для того чтобы увеличить отношение F/B, рекомендуется удлинить до 354 мм рефлектор антенны.

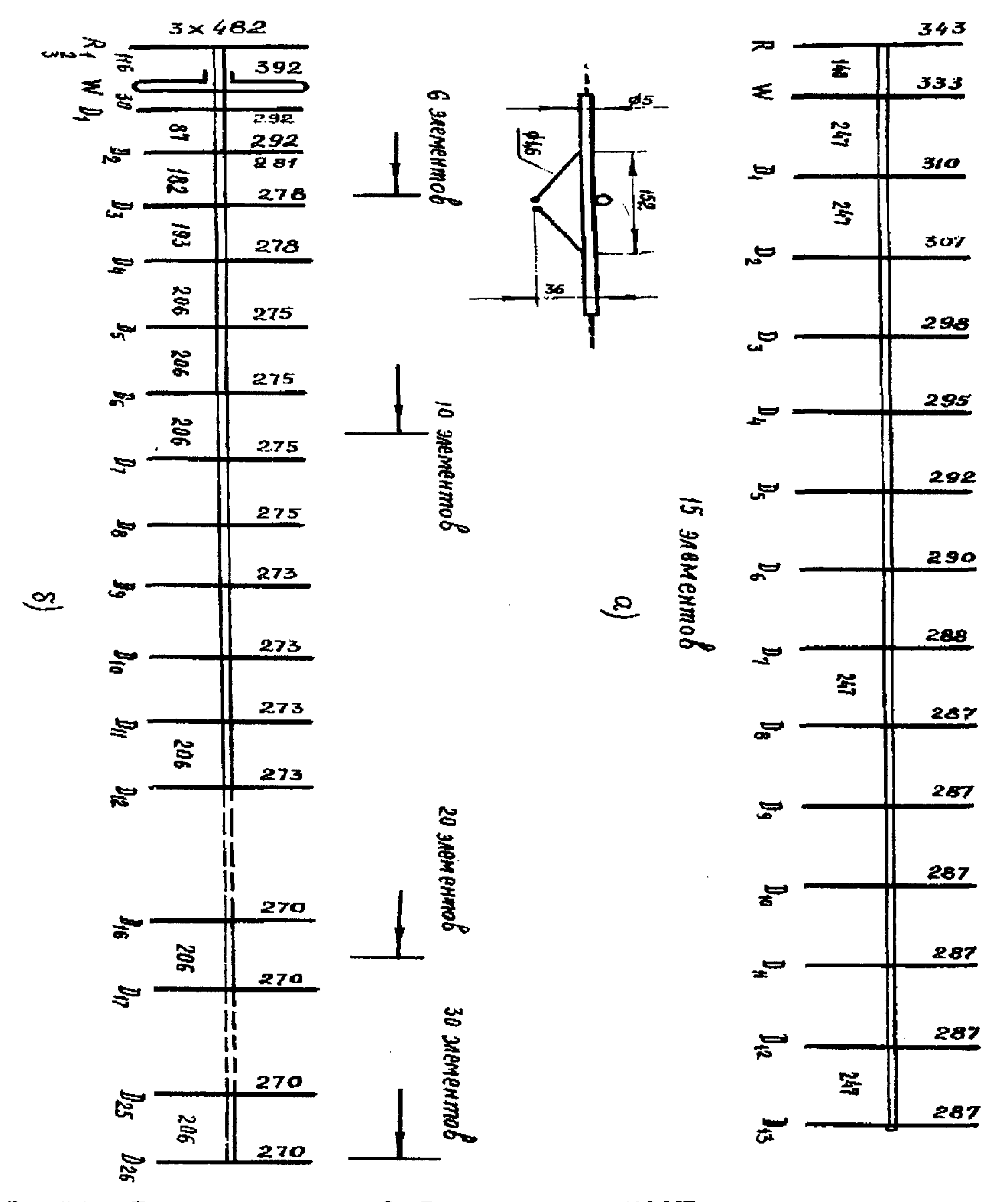


Рис. 5.144. Длинные антенны типа L - Яги для диапазона 432 МГц:
а - пятнадцатиэлементная антенна; *б*- варианты антенн, состоящих из 6; 10; 20 и 30 элементов

АНТЕННА "ТИХИЕ ЗОРИ

Эта антенна, изображенная на рис. 5.144*б*, может состоять из 30 элементов и достигать длины 5130 мм. Антенна имеет более сложный рефлектор. Входное сопротивление антен-

ны можно увеличить с 240 до 280 См путем увеличения расстояния до первого директора до 40 мм.

Переход от шестиэлементной антенны к десятиэлементной, осуществляемый добавлением секции из четырех директоров, практически не меняет входного сопротивления антенны. Еще меньшее влияние не этот же параметр оказывает переход к двадцатиэлементной антенне. Параметры антенн этого типа приведены в табл. 5.18.

Таблица 5.18

Параметры длинных антенн типа L - Яги

Число элементов	L, см	G, дБ	α_E	α_H	F/B, дБ	R_A, Ом
6	217	8,5	54	70	18	240
10	1010 (1,45λ)	11	40	44	21	240
20	3070 (4,4λ)	16,5	25	25	26	240
30	5130 (7,4λ)	18,5	18	18	28	240

Антенные системы.

Известно, что удвоение усиления антенны требует удвоения ее размеров. Применительно к дипольным антеннам высказанное суждение означает увеличение примерно вдвое длины антенны. Дальнейший рост увеличения можно также осуществить путем увеличения длины антенны. Ясно, что предельное усиление в этом случае определяется только конструктивными соображениями.

Тот же самый эффект (эффект удвоения усиления) можно получить и другим способом, а именно устанавливая рядом с первой вторую такую же антенну. В этом случае необходимо решать такие проблемы, как осуществление фазированного питания антенны, трансформация сопротивлений, подбор расстояния между отдельными антеннами. Ясно, что данный принцип может быть использован и при дальнейшем увеличении усиления антенной системы.

Несколько слов об обозначениях, принятых для многоэлементных антенных систем. Система двух пятиэлементных антенн, расположенных одна над другой, обозначается "5 на 5" . Если те же антенны расположены рядом в одной плоскости, то система имеет обозначение "5+5". Четыре пятиэлементные антенны: две из которых расположенные сверху, а две под ними, получили обозначение "4×5" .Если встретилось обозначение "32×12", то речь идет о решетке, содержащей 32 антенны, каждая из которых имеет 12 элементов.

Расположение антенн друг над другом приводит к суждению диаграммы направленности антенной системы в вертикальной плоскости. Если же антенны расположены в горизонтальной плоскости, то уменьшается ширина диаграммы направленности антенной системы в горизонтальной плоскости. И, наконец, если антенная решетка содержит антенны, расположенные и по вертикали и по горизонтали, то результирующая диаграмма направленности антенной системы является более узкой в обеих плоскостях по сравнению с диаграммой одиночной антенны.

Важно знать, что дополнительное усиление антенной системы зависит от расстояния между отдельными антеннами. Эта зависимость показана на рис. 5.145. Наибольшее усиление получаем тогда, когда сечения апертур одиночных антенн A_{h1}, A_{h2} касаются друг друга, т.е. при S_h=0,5(A_{h1}+A_{h2}), если антенны расположены одна под другой, и при S_e=0,5(A_{e1}+A_{e2}), если антенны расположены в одной горизонтальной плоскости. Можно воспользоваться данными таб. 5.19, в которой приведены сведения о минимальном расстоянии по вертикали между двумя антеннами S_h. Расстояние по горизонтали следует выбирать примерно вдвое большим, т.е. $S_e \approx 2S_h$.

При изменении расстояния между антеннами изменяется большинство параметров антенной системы (усиление, уровни бокового и заднего излучения, ширина диаграммы направленности).

Целенаправленным изменением этого параметра можно изменять в нужную (желаемую) сторону характеристики антенны. Например, для четырехэлементной антен-

ны наиболее низкий уровень бокового излучения будет при S_h=0,5λ, а для десятиэлементной антенны - при S_h=0,65λ.

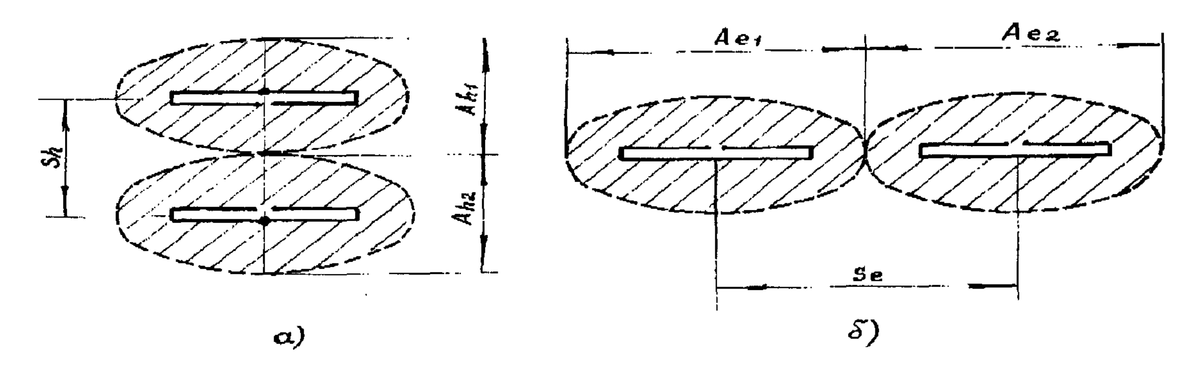


Рис. 5.145. Система антенн:
а - вертикальное расположение; *б* - горизонтальное расположение

Можно несколько сдвигать отдельные антенны вдоль направления их осей. Используя этот прием и выдвигая половину антенн вдоль оси на расстояние $\lambda/4$, подбирая соответствующую систему фазирования, мы практически не уменьшим усиление антенной системы, зато значительно уменьшим уровень излучения в заднем направлении, т.е. значительно увеличим отношение F/B.

Таблица 5.19

Приближенные значения минимальных расстояний между антеннами, расположенными по вертикали

Число элементов в антенне	3	4	5	6	7	8	9	10
Расстояние по вертикали λ	0,70	0,77	0,86	0,95	1,05	1,13	1,2	1,3

Теоретически каждое удвоение числа элементов должно приводить к увеличению на 3 дБ усиления системы. Практически из-за потерь в линиях фазирования, а также из-за ошибок в реализации требуемого фазового соотношения между элементами системы реальная прибавка в усилении составляет 2,0..2,5 дБ. Если все антенны, входящие в антенную систему, одинаковы, то результирующее усиление системы можно определить, пользуясь графиками на рис. 5.146*а*.

При объединении в антенную систему двух различных антенн, имеющих различные усиления G_1 и G_2, условиями получения максимального усиления от антенной системы являются точное фазирование и равенство сопротивлений в точке питания. Дополнительные прирост усиления ΔG зависит от разности G_1-G_2 и может быть определен с помощью номограмм на рис. 5.146*б*. Результирующее усиление антенной системы определяется в данном случае по формуле $G=G_1+\Delta G$.

В радиолюбительских антенных системах очень часто встречаются досадные ошибки, связанные с неправильным проектированием системы фазирования отдельных антенн, а также с неправильным решением вопроса согласования. Это одна из характерных групп ошибок, приводящая к тому, что антенная система дает не те результаты, на которые надеялся радиолюбитель, приступая к конструированию и изготовлению такой сложной системы. Надо сказать, что эти ошибки поправимы и всегда достаточно быстро отыскиваются при внимательном рассмотрении. Но иногда трудности, связанные с реализацией проектных характеристик антенной системы, имеют совсем другую природу. Объясняется это тем, что при проектировании антенны, состоящей из одинаковых антенн, невольно подразумевается, что все элементы антенной системы находятся в равных условиях. Од-

нако дело обстоит несколько другим образом. Например, в большей степени подвержены влиянию земли, нежели антенны, расположенные на большем расстоянии от поверхности земли. Другой пример - антенны, расположенные в центре антенной решетки и ее периферии, также находятся в различных условиях (степень взаимного влияния всех соседних элементов антенны на рассматриваемые элементы оказывается различной).

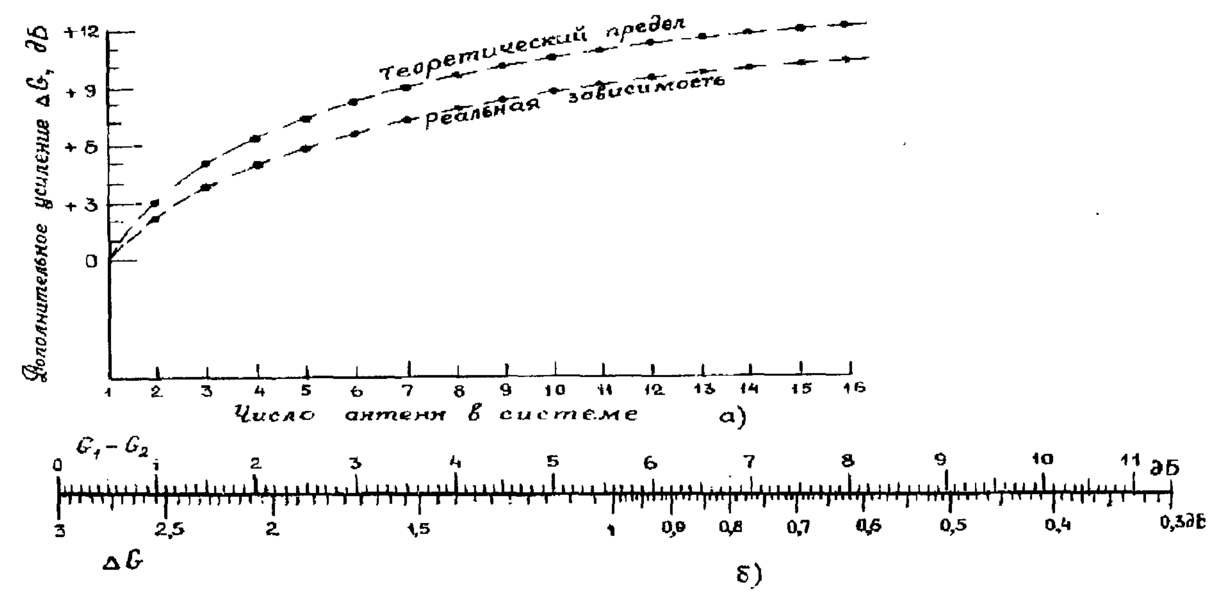


Рис. 5.146. Дополнительное усиление антенн ΔG:
а - в зависимости от числа идентичных антенн; *б* - для двух антенн с разными усилениями ($G_1 > G_2$)

Даже эти два примера должны нас убедить в том, что не все элементы антенной системы работают в равных условиях. Поэтому в системе возникают не предусмотренные при проектировании ошибки в фазировании, изменение токов в отдельных антеннах и т.п., что и приводит к отклонению выходных характеристик антенной системы от ожидаемых.

В профессиональных антенных системах, которые могут содержать очень большое число элементов, встречаются те же трудности. Поэтому при разработке сложных (и дорогих) антенных систем проводятся очень сложные расчеты, в которых учитывается эффект взаимного влияния элементов земли и т.п. После изготовления антенной системы она подвергается достаточно сложной и весьма трудоемкой настройке при помощи регулировки амплитуды и фазы каждого элемента, входящего в состав антенны.

В радиолюбительских антенных системах дело обстоит несколько проще, так как число элементов в антенне значительно меньше, а регулированию подлежит только фаза возбуждения каждого элемента (амплитуда возбуждения каждого элемента считается постоянной величиной, причем все элементы антенны имеют, как правило, разные амплитуды). Регулировка фазы возбуждения осуществляется изменением длины линий фазирования.

Как правило, в основе фазирования, осуществляемого в радиолюбительских антенных системах, лежит принцип равенства длин линий разветвления, а также равенство сопротивлений в месте ветвления линии.

Длины l_g и сопротивления Z_g ветвей должны трансформировать входное сопротивление антенны Z_A в точку B таким образом, чтобы можно было получить полное согласование с линией питания, имеющей волновое сопротивление Z_o. Чаще всего используется разветвление на две части. В этом случае должно выполняться соотношение $Z_B/2=Z_o$. Такое решение соответствует параллельному соединению ветвей, при котором выбор длин l_g не влияет на условия фазирования. Другое техническое решение, т.е. последовательное соединение, при котором $Z_o=2Z_B$, используется гораздо реже, так как в этом случае необходимо выполнить условие $l_g=n\lambda/2$.

Так как в антенных системах обычно выполняется условие $S \geq \lambda/2$, то в качестве трансформаторов используются линии длиной $l_g=3K\lambda/4$.

На рис. 5.147 приведены две схемы антенной системы, в которых расстояние между антеннами по вертикали составляет $0{,}7\lambda$. Питание антенн осуществляется с помощью Т-образного шлейфа, подобранного таким образом, чтобы входное сопротивление антенны

было равно R_A=240 Ом. линия фазирования длиной $l_g=3K\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_g=380 Ом осуществляет трансформацию сопротивления R_A в сопротивление R_A=600 Ом в точке B.

Параллельное соединение двух ветвей (двух антенн) (рис. 5.147*а*) понижает сопротивление R_B до величины 300 Ом, что позволяет использовать в качестве линии питания двухпроводную линию в ленточном диэлектрике с волновым сопротивлением Z_o=300 Ом.

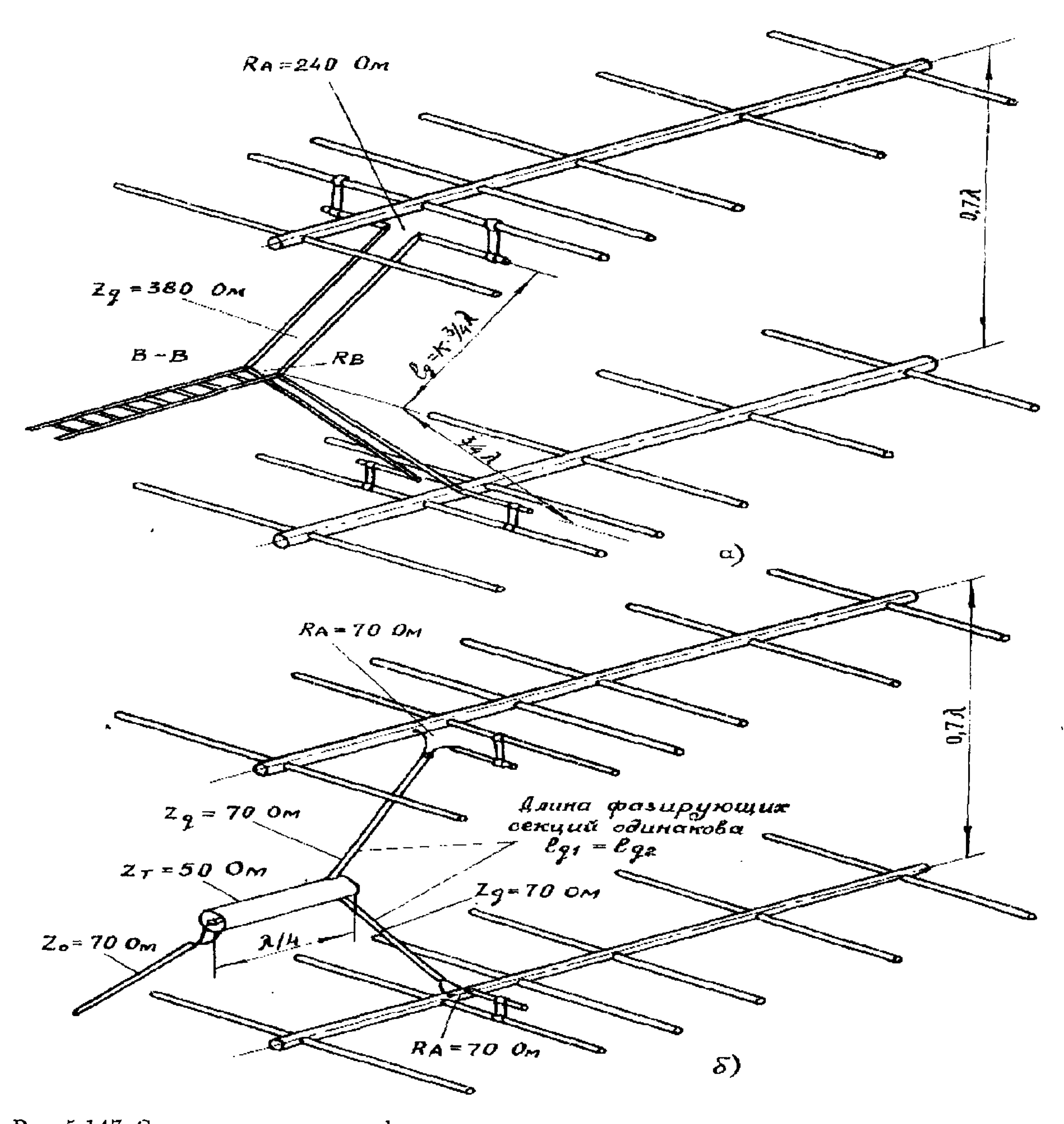


Рис. 5.147. Схемы согласования и фазирования антенных систем

Другое решение использовано в схеме антенной системы, показанной на рис. 5.147*б*. Здесь каждая из антенн возбуждается с помощью гамма-трансформатора, вследствие чего в точках A сопротивление R_A=70 Ом. Длины фазирующих линий могут быть произвольными но должны подчиняться требованию $l_{g1}=l_{g2}$, т.е. должны быть идентичными. Сопротивление фазирующих линий равно 70 Ом. Параллельное соединение двух фазирующих линий, каждая из которых согласована со своей антенной, вдвое снижает сопротивление схемы R_B=35 Ом. Поэтому для согласования питания системы с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 70 Ом, применяют четвертьволновый трнсформатор, имеющий $Z_т$=50 Ом.

И в более сложных антенных системах можно использовать описанные способы соединения линий фазирования. Здесь элементы системы сначала фазируются попарно, затем

пары фазируются между собой, потом фазируются четверки элементов и т.д. Очевидно, что такой способ соединения имеет наибольшее преимущество для антенн, у которых число элементов равно 2^n (n - число натурального ряда).

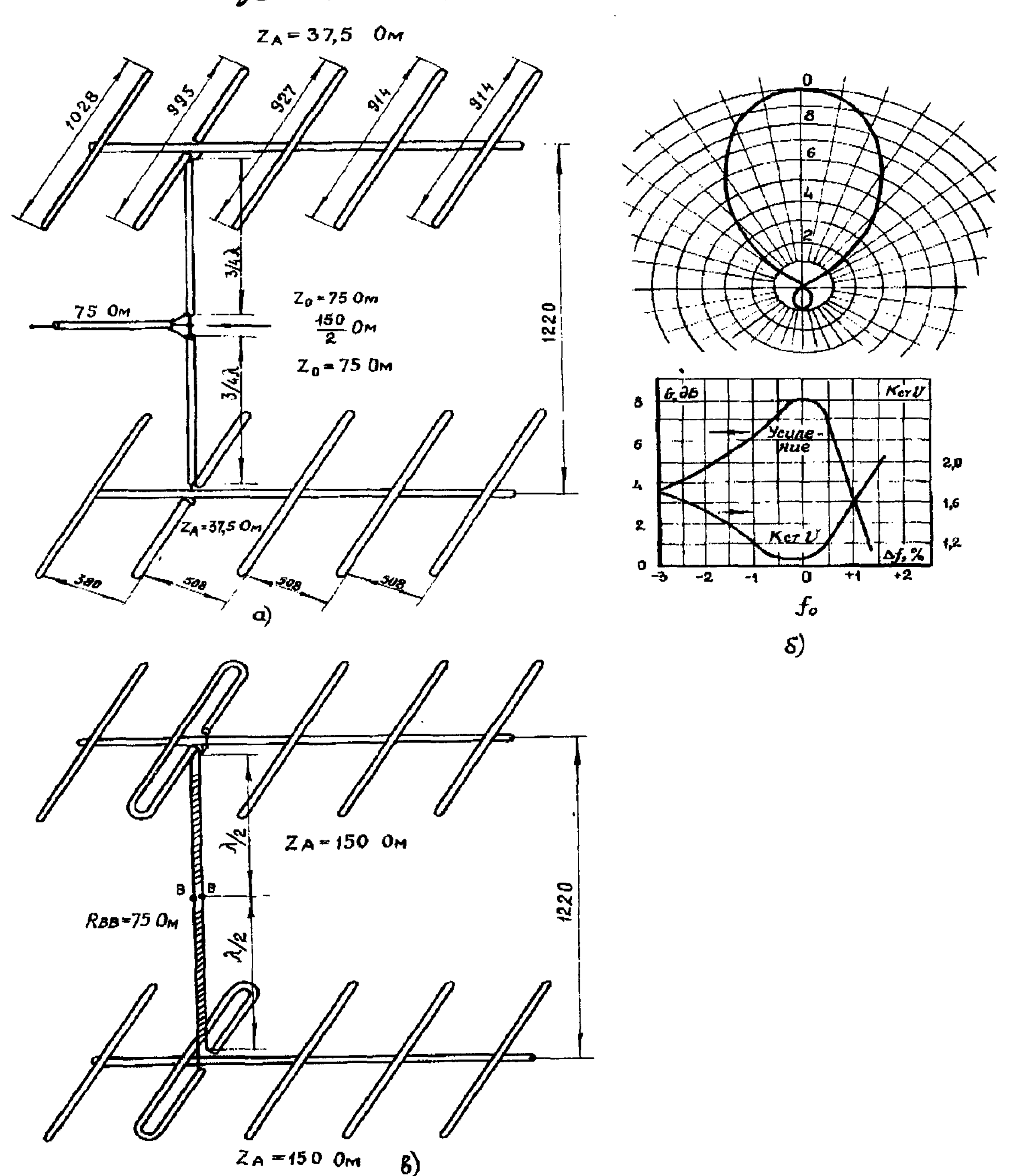


Рис. 5.148*а*. Антенна "ЦЕЗАРЬ 5 НА 5"

Схема антенны приведена на рис. 5.148*а*. Усиление одного элемента антенны составляет 6,8 дБ, а всей системы в целом - на 2,5 дБ больше. Антенная система достаточно широкополосна и обладает ярко выраженной однонаправленностью (рис. 5.148*б*). На практике, как правило, вместо обычных вибраторов применяют петлевые вибраторы (рис. 5.148*в*). В этом случае R_A=150 Ом, что позволяет использовать в качестве линий фазирования отрезки длиной $l_g = K\lambda/2$. Такие линии, как известно, трансформируют сопротивление R_A в R_B в отношении 1:1, т.е. R_A=R_A, причем это условие выполняется при любом значении волнового сопротивления трансформирующей линии. Указанный прием позво-

ляет использовать в качестве линии питания коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом.

АНТЕННА "СЛАВНОЕ ВОЙСКО"

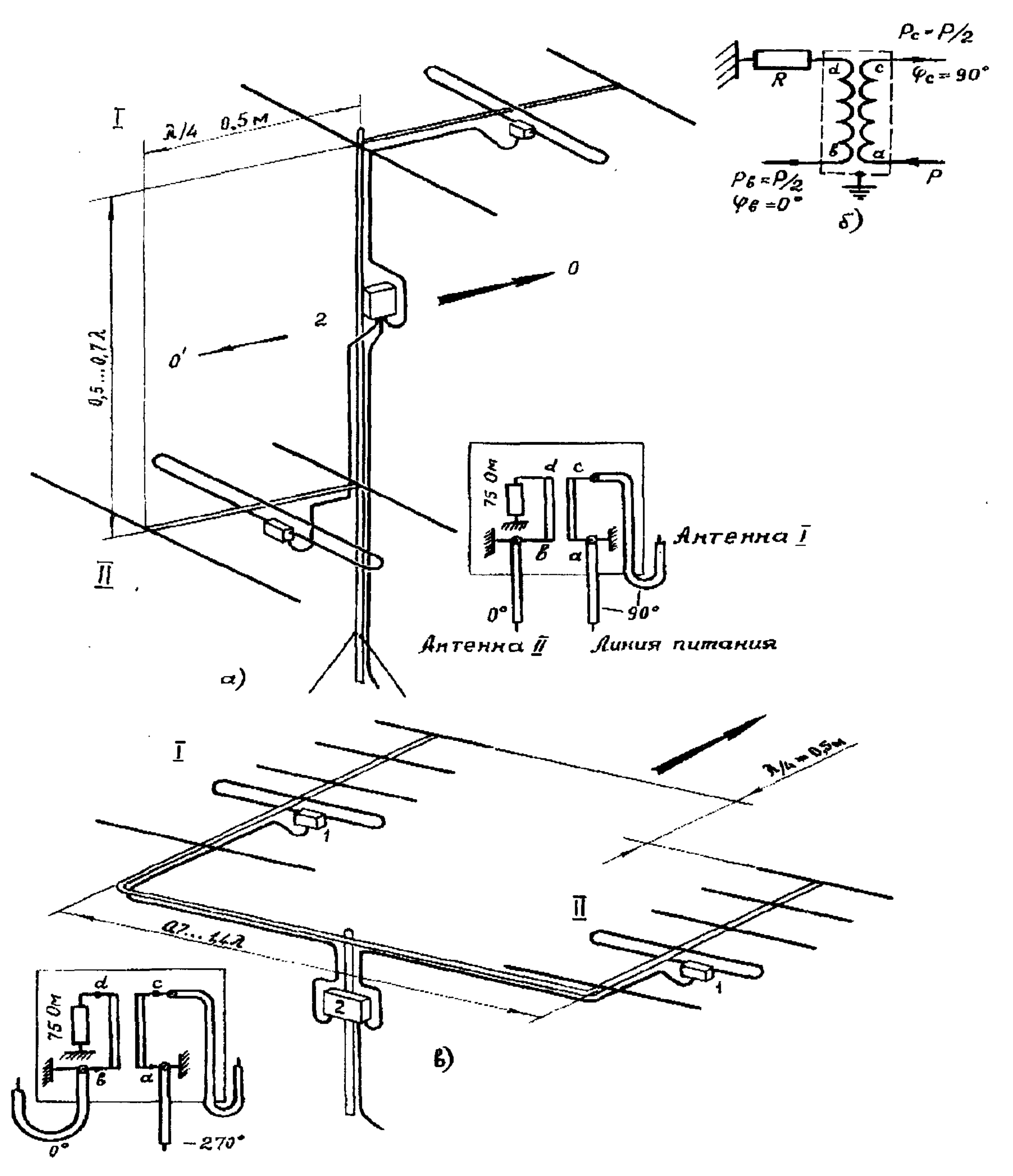


Рис. 5.149.

Система из двух антенн, каждая из которых содержит, например, по три элемента (рис. 5.149*a*) выполнена так, что верхняя антенна сдвинута относительно нижней на расстояние $\lambda/4$ вдоль оси излучения. Этот прием позволяет значительно ослабить боковые и задний лепесток и добиться реализации отношения F/B=60 дБ.

Рассмотрим принцип действия данной антенны. В точку *O*, лежащую на оси антенны и находящуюся относительно антенны в дальней зоне, волна, излучаемая антенной II, приходит с запаздыванием относительно волны, излучаемой антенной I, причем запаздывание

составляет $\lambda/4$. Если фазу возбуждения антенны II подобрать так, чтобы она на 90° опережала фазу возбуждения антенны I, то в точке *O* обе волны сложатся синфазно и на-

пряженность результирующего поля удвоится по сравнению с напряженностью поля, создаваемого одиночной антенной.

В точке O', лежащей на оси антенной системы в направлении, диаметрально противоположном направлению точки O, разность фаз между волнами, излучаемыми обеими антеннами, будет составлять 180° (90° - из-за сдвига фаз возбуждения обеих антенн и еще 90° - из-за смещения антенн I и II на $\lambda/4$). Таким образом, результирующая напряженность поля в точке O' и вблизи лежащих точках резко уменьшится по сравнению с напряженностью при обычной схеме выполнения антенны.

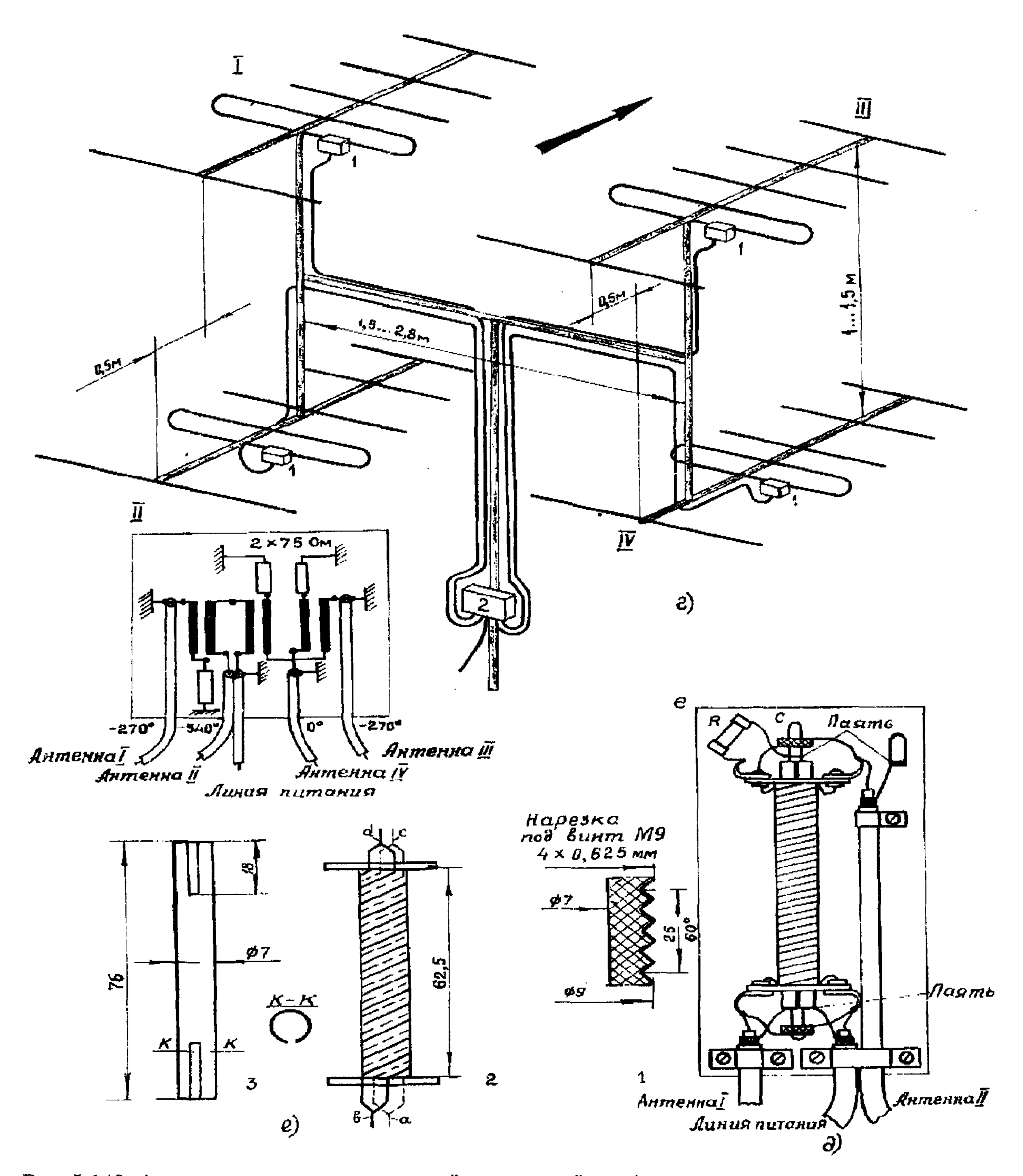


Рис. 5.149. Антенная система с улучшенной диаграммой направленности:
а - схема антенны "3 на 3"; *б* - схема трехбецибельного направления ответ система; *в* - горизонтальная система "5+5"; *г* - четырехэлементная антенная система; *д* - элемент связи для двух антенн; *е* - выполнение катушки связи

Основная трудность при конкретном конструировании такой антенной системы сводится к созданию условий равного деления мощности, а также осуществлению фазового

сдвига на 90° . Однако уже известны устройства, позволяющие реализовать эти два условия. Речь идет о так называемых направленных ответвителях.

Эквивалентная схема направленного ответвителя показана на рис. 5.149*б*. Оба сильно взаимодействующих элемента связи имеют длину $\lambda/4$. Для того чтобы получить равенство мощностей в точках *b* и *c*, т.е. условие $P_b=P_c=P/2$, необходимо, чтобы выходы *b*, *c* и *d* были нагружены на одинаковые сопротивления *R*. Если это условие выполнено и связь подобрана таким образом, что $P_b=P_c$, то мощность на сопротивлении *R* не выделяется, а разность фаз между токами I_b и I_c составляет 90°.

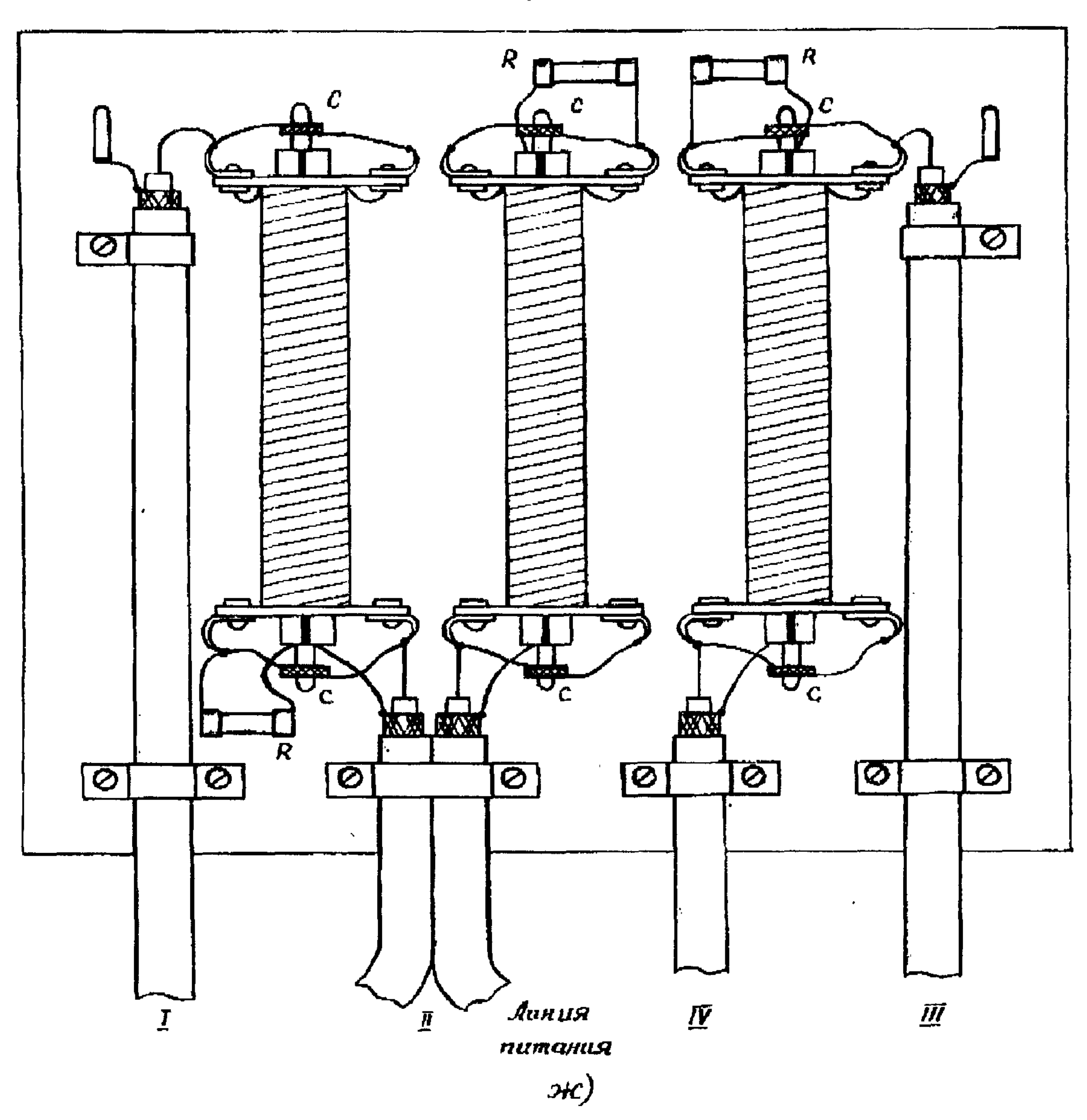


Рис. 5.149. Антенная система с улучшенной диаграммой направленности:
ж - элемент связи для четырех антенн

Отметим одно важное свойство направленных ответвителей: если один из его выходов будет иметь бесконечно малую или бесконечно большую нагрузку, то в оставшемся без изменении плече будет та же самая мощность, а ее другая половина будет выделяться в плече, нагруженном на сопротивление *R*.

В рассматриваемой схеме антенны могут быть размещены вертикально или горизонтально (см. рис. 5.149*в*). Можно также, используя данный принцип сконструировать четырехэлементную систему (рис. 5.149*г*). Для возбуждения всех элементов данной антенны используется система питания, содержащая три направленных ответвителя.

Теоретическое значение усиления такой антенны должно составить 12 дБ, на практике обычно достигается усиление около 10 дБ. Приведенная схема антенны позволяет изменять уровень излучения антенны по отдельным боковым направлениям.

Конструктивное решение узла, содержащего элементы связи, показано на рис. 5.149*д, е, ж*. На металлической пластинке (обычно оцинкованная сталь) крепятся три коаксиальных кабеля с волновым сопротивлением 50...75 Ом. Внешние оплетки кабелей присоединяются к металлической пластинке. Собственно элементы связи располагаются на поверхности цилиндра из достаточно хорошего изоляционного материала (например, текстолита
диаметром 7...9 мм). На цилиндре делается винтовая нарезка, на которой навиваются две катушки (например, проводом с диаметром 0,27 мм). Для увеличения взаимосвязи между катушками внутри изоляционной катушки помещают медный стержень.

В заключение следует отметить, что направленный ответвитель вносит дополнительное затухание (около 0,7 дБ) и обеспечивает неравномерность деления мощности не хуже 0,5 дБ.

АНТЕННА "ЛЮЛЬКА ТАРАСА БУЛЬБЫ"

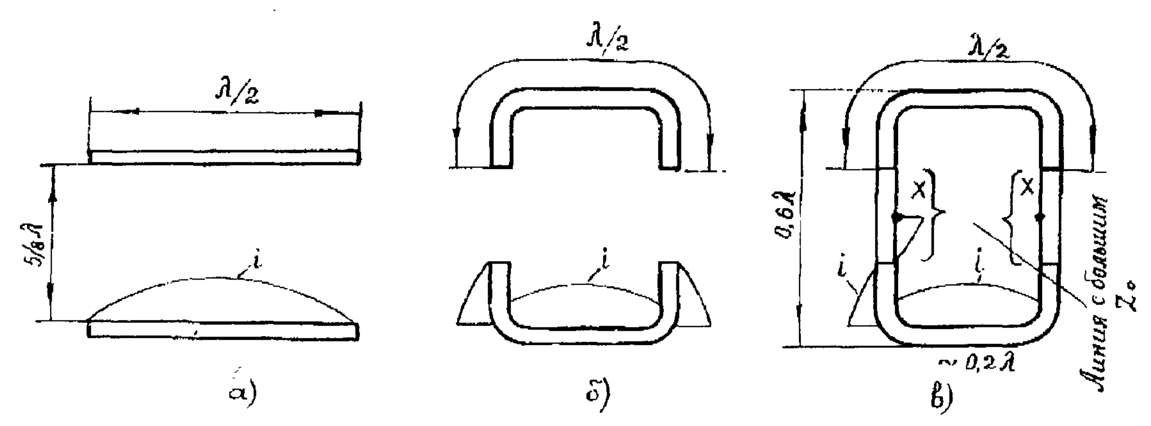


Рис. 5.150. Схема образования рамочного вибратора

В антенне Уда-Яги собственно излучение создается током вибратора. Пассивные элементы антенны служат для реализации необходимых направленных свойств антенны. Так как большая часть энергии излучается средней частью вибратора, то можно загнуть его концы. Дальнейшее развитие этой идеи заключается в соединении концов между собой с помощью линии, обладающей большим сопротивлением (рис. 5.150).

Питание такой антенны не требует применения линии фазирования, так как она уже вошла в состав антенн. Антенна возбуждается в точках *А - А* (рис. 5.150*в*), в которых антенна имеет большое сопротивление. Согласование с линией питания обычно достигается при помощи дельта-трансформатора, периметр рамки c=1,5λ.

Такие антенны очень популярны среди радиолюбителей. К их достоинствам следует отнести достаточно большую широкополосность, некритичность к изменению длины элементов входного сопротивления и усиления антенны. Наиболее популярными являются три варианта антенны, к рассмотрению которых мы и переходим.

АНТЕННА "КВІТКА - ОСНОВ'ЯНЕНКО"

Эта антенна (рис. 5.151) имеет и другие название "щелевая антенна Яги" . Антенна выполнена из алюминиевых трубок диаметром 6 мм, укрепленных на несущей конструкции в виде трубки диаметром 16...30 мм. Длина антенны l=1230 мм, высота равна 1144 мм.

Антенна имеет следующие электрические параметры: выходное сопротивление R_A=75 Ом, усиление G=9 дБ, отношение F/B=16 дБ, ширину диаграммы направленности в плоскости E α_E=60°, в плоскости H α_H=55°.

АНТЕННА "КЛЕОПАТРА"

Схема этой антенны, разработанная радиолюбителем с позывными OH2BEW, показана на рис. 5.152. Рамочный вибратор в этой антенне такой же, как и в предыдущей. Поло-

вина периметра вибратора $c/2=0{,}75\lambda$. После добавления отрезков X - A получаем петлю с периметром $c=\lambda$, т.е. такое соотношение, как и в антенне типа "квадрат". Пассивные элементы антенны выполняются из трубок диаметром 5/6 мм, вибратор из трубки диаметром 6/8 мм, а несущая конструкция из трубки диаметром 20...30 мм.

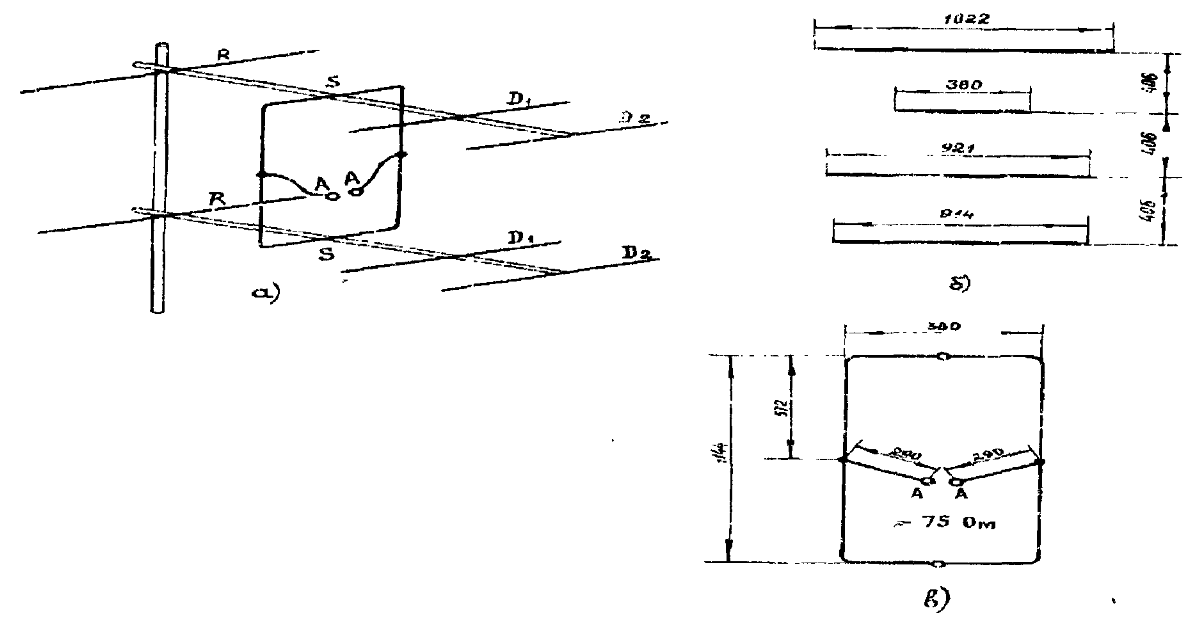


Рис. 5.151. Антенна "КВІТКА ОСНОВ'ЯНЕНКО"

Рис. 5.152. Антенна "КЛЕОПАТРА"

Длина антенны - 2100 мм, высота - 1144 мм. Антенна имеет следующие электрические параметры R_A=70 Ом, G=11,5 дБ, F/B =20 дБ, α_E=50°, α_H =35°. Диаграмма направленности антенны показана на рис. 5.152*б*. Здесь же приведены графики изменения усиления антенны и $K_{стU}$ от частоты. Последний график свидетельствует о достаточной широкополосности данной антенны.

АНТЕННА "8×8"

Пара антенн в диапазоне 432 МГц имеет усиление около 12,5 дБ. Система их четырех таких пар имеет усиление около 19 дБ. Внешний вид антенны показан на рис. 5.153*а*. Расстояние между этажами (ярусами) составляет 1,25 м. Диаграмма направленности антенны, а также графики изменения усиления и $K_{стU}$ от частоты приведены на рис. 5.153*б*.

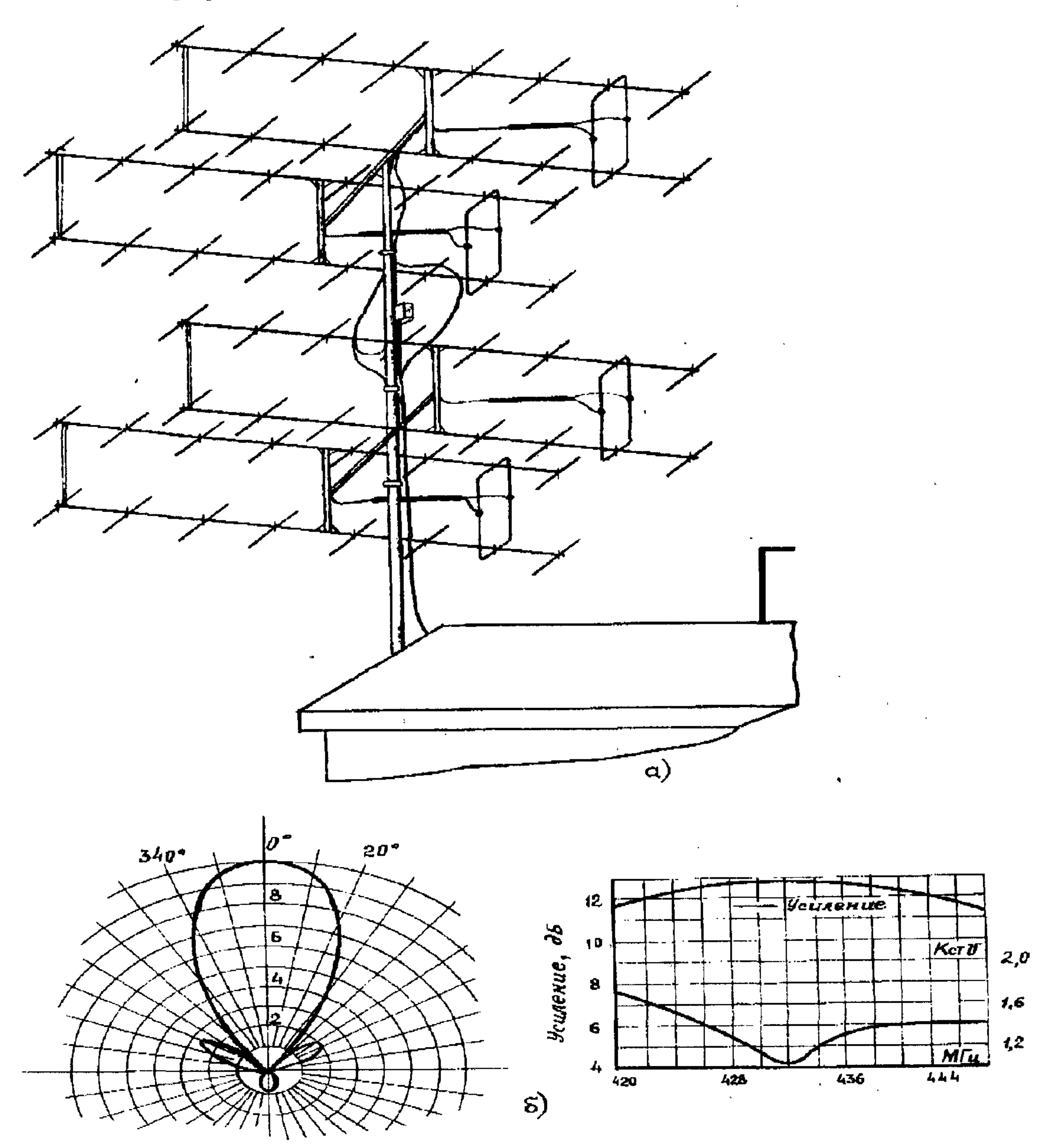
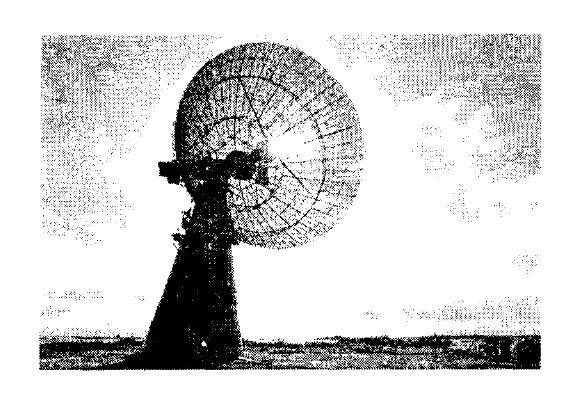


Рис. 5.153. Антенна "8×8" для диапазона 432 МГц (усиление 19 дБ)

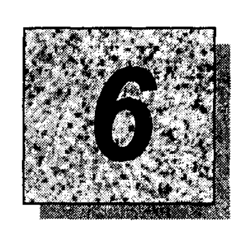
Содержание





ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ





СОДЕРЖАНИЕ стр.

ГЛАВА 6

ВЕРТИКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Особенности радиосвязи поверхностными радиоволнами и требования, предъявляемые к антеннам

Возможность осуществления радиосвязи между двумя корреспондентами зависит не только от свойств антенны мощности передатчика и чувствительности приемника, но и свойств среды, в которой происходит распространение электромагнитных волн. Если пункты передачи и приема расположены на поверхности земли, то последняя будет существенно влиять на напряженность поля в пункте приема. Помимо свойств земной поверхности, на поле в месте приема оказывают влияние и другие факторы, например расположенные на высотах от 60-100 до 300-400 км ионизированные газы атмосферы (ионосфера), а также непосредственно прилегающие к земной поверхности плотные слои атмосферы (тропосфера), включая разного рода метеорологические явления?

При выборе и конструировании антенных устройств необходимо учитывать реальные условия распространения радиоволн, и в первую очередь, влияние земли. Рассмотренные в предыдущих главах общие свойства антенн, расположенных в свободном пространстве, т.е. работающих в идеальных условиях, могут дать лишь исходные данные к разработке антенных устройств предназначенных для использования в тех или иных конкретных условиях.

В зависимости от длины волны и свойств применяемых антенн роль земной поверхности и других факторов (ионосферы и тропосферы) может быть различной. В определенных условиях (при относительно небольших расстояниях и высотах расположения антенн) можно пренебречь влиянием ионосферы и тропосферы и принимать во внимание лишь электромагнитные волны: распространяющиеся вдоль земной поверхности и называемые поверхностными или земными волнами.

Важным положительным качеством радиосвязи поверхностными волнами является устойчивость напряженности поля (как амплитуды, так даже и фазы)в месте приема. Если при распространении радиоволн за счет отражения от ионосферы (так называемые пространственных волн) могут иметь место медленные и быстрые изменения поля (замирания), то поле земной волны практически остается неизменным независимо от времени суток, года, метеорологических и космических явлений.

Недостатком радиосвязи поверхностной волной будет ограниченная дальность связи: так как за счет поглощения радиоволн земной полупроводящей поверхностью, а также за счет экранирующего действия ее кривизны напряженность поля убывает с расстоянием значительно быстрее: чем в свободном пространстве (примерно) обратно пропорционально квадрату расстояния на сравнительно малых и примерно по экспоненциальному закону на относительно больших расстояниях, когда сказывается кривизна земной поверхности.

Дальность радиосвязи земной волной зависит существенно от параметров почвы, длины волны, уровня помех в месте приема и сравнительно слабо от мощности передатчика и усиления антенны (примерно пропорционально корню четвертой и более высокой степени из произведения $P_A G$). Поэтому для тех или иных диапазонов волн можно говорить об ориентировочных значениях дальности действия радиостанций: в диапазоне волн 5-10 м - до 10-20 км, в диапазоне волн 10-100 м - до 20-100 км, в диапазоне 100-1000 м - до 100 - 500 км и на волнах более 1000 м - до 1000 км.

Радиосвязь между расположенными на земле пунктами в соответствующих диапазонах на расстояния: превышающие указанные выше, может быть осуществлена, как правило, уже не за счет поверхностных волн, а за счет пространственных волн и рассеяния волн в тропосфере и ионосфере и обычно сопровождается рядом нежелательных явлений

Основное требование, которое предъявляется к антеннам, предназначенным для работы поверхностной волной, состоит в том, чтобы антенна создавала как можно большую напряженность поля вдоль земной поверхности. Излучение в направлениях, отличных от линии горизонта: является нежелательным: так как приводит к нерациональной затрате мощности излучения, а также к разного рода явлениям снижающим устойчивость работы: например: за счет интерференции полей земной волны и волны: отраженной от ионосферы и характеризуемой изменением фазы и амплитуды. При работе в определенном направлении желательно также, чтобы антенна обладала направленным действием и в горизонтальной плоскости.

Кроме того, антенна должна создавать вертикально поляризованное поле, ибо поле с горизонтальной поляризацией быстрее затухает вдоль земли.

Наконец, общими требованиями для всех передающих антенн являются обеспечение возможно



большего коэффициента полезного действия антенно-фидерного тракта, возможность подведения необходимой мощности и неискаженная передача радиосигналов.

Если обратиться к уже рассмотренным простейшим антеннам, то возникает предложение использовать для работы земной волной вертикально ориентированные диполь или симметричный вибратор, которые при этом будут создавать вертикально поляризованное поле с максимумом излучения вдоль земли. Однако при осуществлении таких антенн в диапазоне относительно длинных волн появляются большие трудности в обеспечении высокого КПД при приемлемых габаритах конструкции? Антенны малых в сравнении с длиной волны размеров будут иметь малые сопротивления излучения и большие реактивные сопротивления, вследствие чего потребуется применять элементы настройки (индуктивности) с относительно большими собственными потерями? При попытке же осуществить симметричные вертикальные антенны сравнимых с длиной волны размеров возникает проблема постройки высоких опор для их установки. Поэтому целесообразно обратиться к несимметричным антеннам. Несимметричная антенна, например несимметричный вибратор длиной *l* будет иметь реактивное сопротивление вдвое меньшее, чем у симметричной антенны, при вдвое меньшей высоте.

Уже это обстоятельство является существенным, так как стоимость опоры примерно пропорциональна кубу высоты.

Таким образом, антенны, предназначенные для работы поверхностной волной, должны конструироваться как несимметричные системы, в которых второй зажим генератора заземляется, т.е. подключается к противовесу или заземлению.

Вертикальный четвертьволновый штырь

Классической и самой простой формой вертикального излучателя является вертикальный λ/4 штырь. Эта антенна состоит из вертикально расположенного вибратора, электрическая длина которого равняется λ/4. Как известно самая короткая передающая антенна должна иметь длину, равную λ/2 - λ/4 штырь также является полуволновым излучателем; недостающий четвертьволновый отрезок вибратора образуется зеркальным изображением антенны (рис. 6.1, *а*).

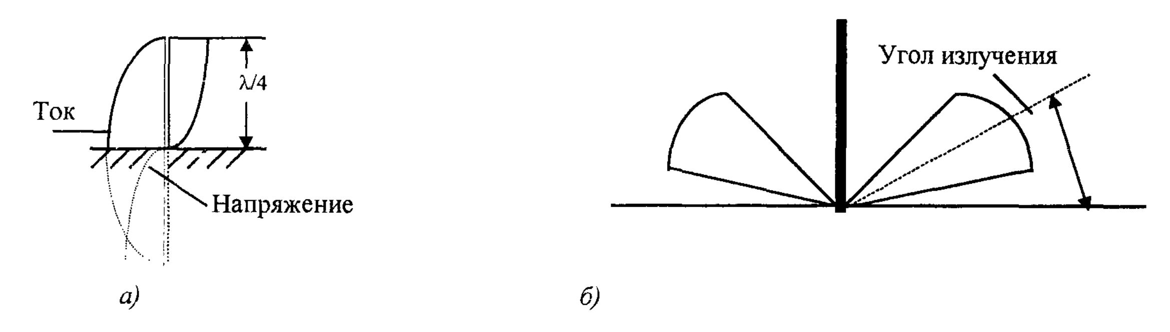


Рис. 6.1. Вертикальный четвертьволновый штырь

В предположении, что λ/4 штырь расположен над идеально проводящей поверхностью Земли, вертикальный угол излучения имеет очень небольшое значение (рис. 6.1, *б*). Такое излучение особенно необходимо для перекрытия больших расстояний в коротковолновых любительских диапазонах.

Горизонтальная диаграмма направленности - круговая, что особенно удобно, когда нет возможности сконструировать вращающуюся направленную антенну или же смонтировать несколько проволочных направленных излучателей для различных направлений. К сожалению, обычно не приходится рассчитывать на идеальную проводимость Земли, поэтому на практике всегда имеются потери в Земле, вследствие этого возникают искажения диаграммы направленности.

Несимметричными (штыревыми) антеннами называют антенны: расположенные непосредственно у земли (или металлического экрана) перпендикулярно (реже) наклонно) к ее поверхности (рис. 6.2).

Если считать землю идеально проводящей и учитывать зеркальное отображение, то несимметричный вибратор можно считать половиной эквивалентного ему симметричного вибратора (рис.6.3).

Исходя из этого предположения и рассчитываются все основные характеристики несимметричного вибратора (штыря).

Сопротивление излучения несимметричного вибратора в два раза меньше, чем у симметричного эквивалентного вибратора, поскольку при одинаковых токах первый излучает в два раза меньшую мощность (нет излучения в нижнее полупространство).

Входное сопротивление несимметричного вибратора в два раза меньше, чем у симметричного эквивалентного вибратора, поскольку при одинаковых токах питания у первого напряжение питания в два раза меньше (рис. 6.2).

Коэффициент направленного действия (а, следовательно, и коэффициент усиления) несимметричного вибратора в два раза больше, чем у симметричного эквивалентного вибратора, так как при одинаковой мощности излучения первый обеспечивает в два раза большую угловую плотность мощности, так как вся

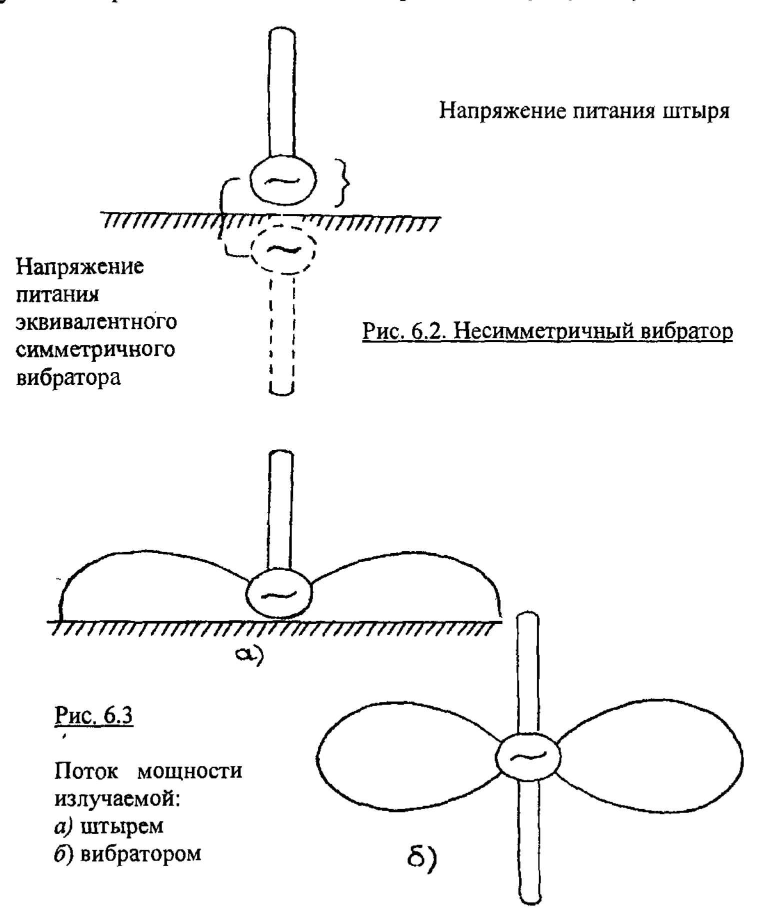


Рис. 6.2. Несимметричный вибратор

Рис. 6.3

Поток мощности излучаемой:
а) штырем
б) вибратором

его мощность излучается в одно полупространство (рис.6.3).

Все выше сказанное было справедливо для идеального несимметричного вибратора, то есть когда земля представляет собой идеальный проводник. Если же земля обладает плохими проводящими свойствами, а еще хуже, когда эти свойства не постоянны, то есть зависят от погоды, времени года и т.д., то характер распределения тока в земной поверхности изменяется, в результате чего поле излучения вибратора меняется. Кроме того, это приводит к уменьшению амплитуды тока в вибраторе, а следовательно к повышению его сопротивления и уменьшению излучаемой мощности. Кроме того, почва является диэлектриком с большой диэлектрической проницаемостью (равной почти 80), что приводит к изменению электрической длины мнимого диполя: а также длины пути токов смещения. Результат - полное искажение диаграммы направленности (поднятие лепестков вверх и исчезновение излучения под малыми углами к горизонту) и увеличение сопротивления штыря.

По этой причине практически не используют почву в качестве земли, а используют искусственную землю.

При оценке энергетического баланса линии радиосвязи, использующей вертикальный вибратор, необходимо учесть потери в земле. Коэффициент полезного действия антенны

$$\eta = R_{изл} / (R_{изл} + R_{пот} + R_з) \qquad (6.1)$$

где $R_{изл}$ - сопротивление излучения антенны, $R_{пот}$ - сопротивление потерь, $R_з$ - эквивалентное сопротивление земли.

Соотношение между мощностью, подведенной к антенне, P_A и мощностью, излученной антенной, $P_{изл}$ записывается обычным образом:

$$P_{изл} = \eta P_A$$

Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости имеет вид окружности. Если же рельеф местности, окружающей вертикальный диполь, неоднороден, то форма диаграммы в горизонтальной плоскости может существенно деформироваться. В вертикальной плоскости диаграмма направленности определяется как высотой подвеса антенны, так и свойствами почвы (в первую очередь -

проводимостью). Анализ диаграмм направленности, приведенных на (рис. 6.4) , показывает, что влияние свойств почвы больше всего сказывается при малых высотах подвеса антенны?

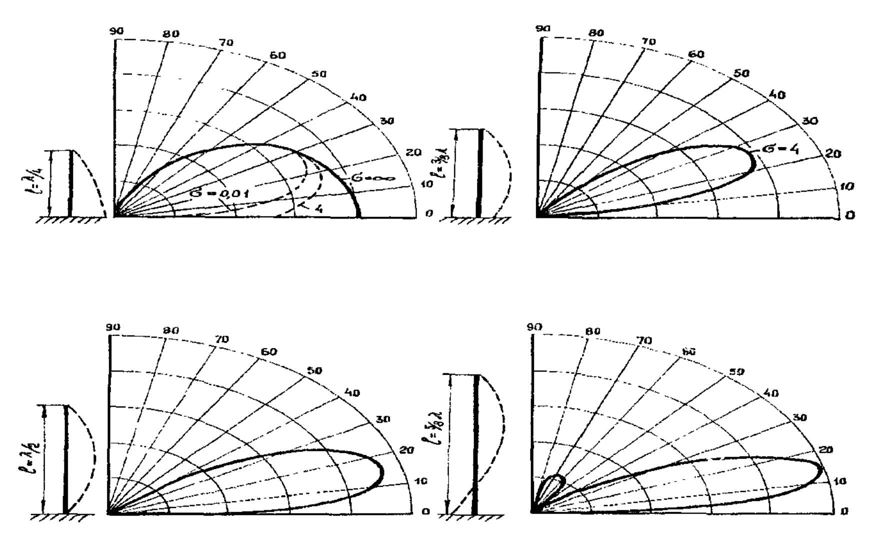


Рис. 6.4. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости вертикальных вибраторов различной длины

Как уже было выяснено ранее, система заземления в виде одиночного провода не является эффективной. Теория и практика показывают, что эффективной системой заземления является система проводов длино́й около 0,4λ звездообразно расположенных под антенной.

Эффективная длина дипольной антенны определяется по формуле 2.23. Для четвертьволнового диполя эффективная длина (здесь можно пользоваться и понятием эффективной высоты) определяется соотношением $l_{эфф} = \lambda / 2\pi$. Напомним, что физическая длина антенны рассчитывается по формуле $l_ф = Kl_э$ (здесь $l_э = \lambda/4$), а значение коэффициента укорочения K получаем, пользуясь графиком на рис. 2.27.

Активную и реактивную составляющие входного сопротивления вертикальной антенны (в предположении, что она расположена над идеально проводящей землей) можно определить, пользуясь графиком на рис. 2.31, а при малой длине антенны, т.е. при условии $l_э<\lambda/2$, - графиками на рис. 6.5.

Сопротивление излучения антенны определяется отношением l/d, где l - длина антенны (длина реальной + длина мнимой частей антенны), d-диаметр антенны:

$$R_{изл} = 138 \lg(1{,}15\ l/d). \qquad (6.2)$$

Добротность антенны, определяемая отношением $Q = R_{изл} / R_A$, невелика, так

Рис. 6.5. Зависимость активной $R_{изл}$ и реактивной $X_{изл}$ составляющих сопротивления излучения вертикального вибратора от его длины, выраженной в градусах

как $R_A = R_{изл} + R_{пот} + R_з$ содержит компоненту $R_з$, которая, как правило, очень велика. Поэтому и ширина полосы $B = f / Q$ обычно очень велика (в особенности для антенн с малым отношением l/d).

АНТЕННА «ГРАУНД-ПЛЭЙН»

Антенна «граунд-плэйн» представляет собой улучшенный вариант четверть волнового вертикального штыря. Эта антенна также представляет собой вертикальный четвертьволновый штырь, но в ней роль экрана играют горизонтально расположенные в основании штыря провода длиной λ/4, натянутые в радиальных направлениях рис. 6.6.

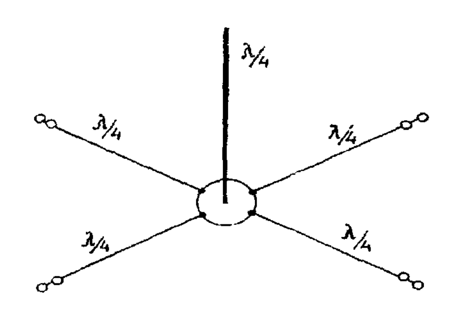


Рис. 6.6. Антенна «*ГРАУНД-ПЛЭЙН*» с радиальными проводниками

Эти радиальные четвертьволновые проводники связаны между собой около основания четвертьволнового вертикального штыря, но сам штырь от них изолирован. Как и для других антенны, высота подвеса антенны «граунд-плэйн», должна быть как можно больше. Обычно используют четыре или больше горизонтально расположенные в основании штыря провода длиной λ/4 проводников, натянутых равномерно во всех направлениях. Следует учитывать, что на их концах имеют место пучности напряжения и, следовательно, радиальные проводники должны быть изолированы на своих концах. Целесообразно использовать больше чем четыре горизонтальных проводника, в особенности, когда антенна расположена невысоко над поверхностью Земли. При расположении горизонтальных проводников преимущественно в каком-либо направлении можно получить определенную направленность излучения в горизонтальной плоскости. Правильно сконструированная антенна имеет очень небольшой угол вертикального излучения и тем самым устраняет недостаток, присущий вертикальному четвертьволновому штырю. Вследствие указанного преимущества эта антенна особенно хорошо работает в качестве антенны, приспособленной для дальних связей, и имеет вследствие значительной концентрации излучения в вертикальной плоскости коэффициент усиления 3дБ в направлении всех стран света (в предположении, что излучатель имеет тщательно подобранные размеры и согласован с кабелем питания). Недостатком антенны «граунд-плейн» по сравнению с направленным вибратором является то, что при использовании такой антенны в качестве приемной сигналы будут приниматься с одинаковым усилением со всех направлений, так как эта антенна имеет круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости.

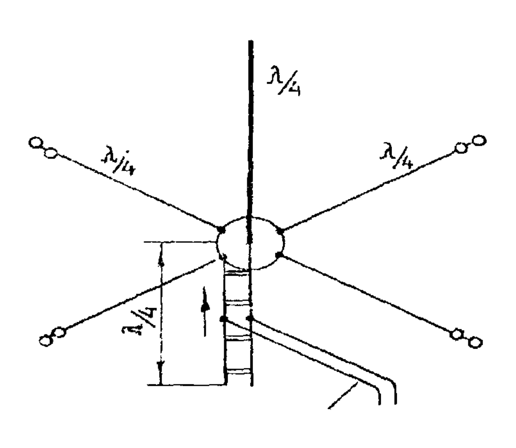


Рис. 6.7. Антенна «*ГРАУНД-ПЛЭЙН*» с разомкнутой четвертьволновой согласующей линией

Входное сопротивление антенны «граунд-плэйн» довольно низкое (30 Ом). При питании с помощью стандартного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 60-70 Ом качество согласования оказывается очень низким. Иногда для улучшения согласования радиальные проводники располагают не горизонтально, а под углом 135° по отношению к вибратору, т.е. они наклонены вниз. При этом входное сопротивление несколько увеличивается 50 ом. Но так как волновое сопротивление коаксиального кабеля обычно 60 Ом, то в этом случае стоячие волны полностью не устраняются, а преимущество, заключающееся в пологом вертикальном излучении, все же частично теряется. Для полного согласования антенны с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 60 Ом, радиальные проводники должны быть расположены вертикально вниз, но в этом случае антенна «граунд-плейн» превращается в вертикально расположенный полуволновый вибратор, размеры которого в 2 раза больше вертикальных размеров антенны «граунд-плейн», а вертикальное излучение происходит под более крутыми углами. Поэтому для согласования антенны с различными линиями передачи целесообразно использовать четвертьволновый согласующий шлейф. На рис. 6.7 показана антенна «граунд-плэйн» с разомкнутым четвертьволновым шлейфом.

Для согласования входного сопротивления антенны R_A=35 Ом с линией, имеющей волновое сопротивление 75 Ом, используется четвертьволновый трансформатор, выполненный из кабеля с волновым сопротивлением Z_0=50 Ом. При использовании линии питания с волновым сопротивлением Z_0=50 Ом или Z_0=300 Ом применяют специальный четвертьволновый разомкнутый шлейф, на котором находят точки с сопротивлением, равным 50 или 300 Ом (рис. 6.7).

Часто вместо трансформирующей линии используют Т-трансформатор, выполненный на сосредоточенных элементах *L* и *C*.

Изменением угла между вертикальной антенной и противовесами можно в некоторых пределах от 35 до 75 Ом регулировать входное сопротивление антенны. При угле φ =135° и использовании трех противовесов входное сопротивление антенны составляет 50 Ом, что позволяет возбуждать антенну непосредственно с помощью коаксиального кабеля. Такая схема антенны получила название антенна «треножник» . При использовании четырех проводов-противовесов входное сопротивление составляет 44 Ом. Отметим, что в данном варианте антенна в горизонтальной плоскости не имеет идеальной круговой диаграммы.

Если и дальше увеличивать угол между излучающим вибратором и противовесами, то в пределе при φ=180° получим полуволновый диполь. Питающий кабель проводят вдоль тела мачты. Провода противовесы должны быть изолированы от тела мачты и образовывать с ней симметричную систему. Полученная таким образом антенна имеет название антенна «рукав». Отметим, что ее характеристики такие же, как и у полуволнового диполя. Размеры антенны *GP* приведены в табл. 6-1.

ТАБЛИЦА 6-1

Высота четвертьволновой антенны

Диаметр элемента, мм	Высота, см, для средней частоты, МГц				
	28,8	28,3	21,1	14,05	7,07
2	254	259	347	522	1037
6	253	258	346	521	1036
20.	252	257	345	519	1032
40	250	255	344	517	1030

УКОРОЧЕННАЯ АНТЕННА GP

Укороченный диполь ($l<\lambda/4$) обладает малым сопротивлением излучения и значительной реактивной составляющей, имеющей емкостный характер. Поэтому для согласования диполя необходимо его удлинить, что достигается с помощью катушки индуктивности. На этой катушке индуктивности можно

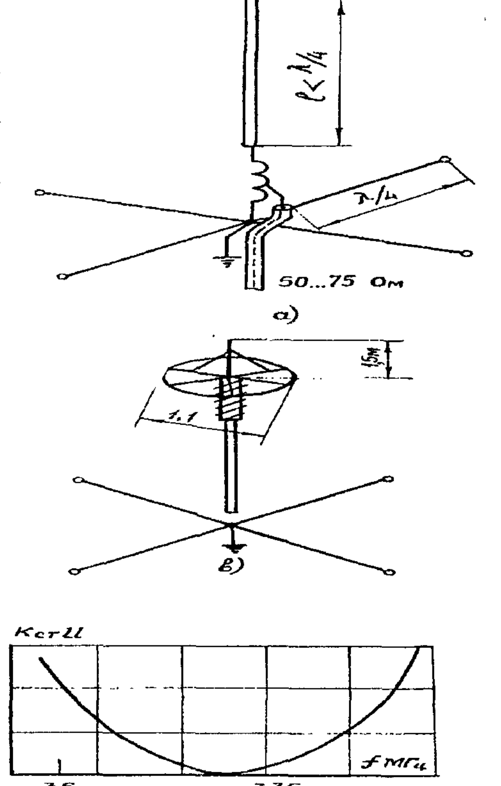
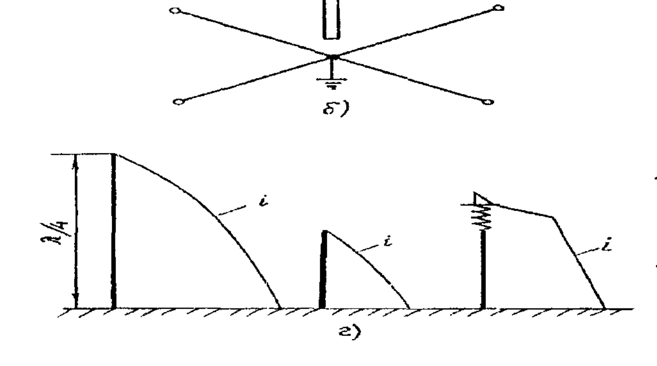


Рис. 6.8. укороченная антенна *GP*:
а – удлинение антенны за счет включения катушки индуктивности; *б* – удлинение антенны за счет включения сосредоточенной емкости на верхнем конце диполя; *в* – распределение токов; *г* – удлинение антенны с помощью резонансного контура ($f_{рез}$=4 МГц); *д* – изменение $K_{ст\ U}$ в диапазоне частот для антенны на рис. *в*.



найти такую точку, в которой осуществляется трансформация сопротивления диполя в волновое сопротивление коаксиальной линии питания (рис. 6.8*а*).

Антенну можно также удлинить, используя сосредоточенную емкость, размещенную на верхнем конце диполя (рис. 6.8*б*). В этом случае распределение токов вдоль диполя приближается к равномерному (рис. 6.8*г*).

Еще одна возможность удлинения диполя связана с включением на конце диполя совместно ряда сосредоточенных и распределенных элементов (рис. 6.8*в*). Здесь концевая емкость создается штырем длиной около 1,5 м, которому предшествуют диск, диаметром около 1,1 м, выполненный из проводов, и катушка индуктивности, содержащая 40 витков, диаметром 60 мм.

Следует иметь в виду, что данная антенна, как впрочем, и все укороченные антенны, более узкополосны (рис. 6.8*д*).

Земля штыревых антенн

Питание несимметричной антенны осуществляется таким образом: один из полюсов генератора присоединяется к антенне, другой подключается к проводнику с достаточно большой емкостью - противовесу или заземлению. Благодаря этому достигается значительное уменьшение резонансных размеров антенны по сравнению с соответствующей симметричной антенной. При расположении антенны у земли противовес или заземление должны также способствовать снижению потерь в земле, перехватывая ответвляющиеся от антенны и замыкающиеся иа землю токи смещения. Чем больше развиты противовес или заземление, тем меньшая часть ответвляющегося от антенны тока течет непосредственно по земле и тем меньше потери мощности в земле. Таким образом, уменьшение потерь в земле достигается ценой усложнения конструкции противовеса или заземления, что не всегда оказывается приемлемым. В передающих антеннах обычно добиваются снижения этих потерь примерно до уровня других видов потерь в антенне и в антенном контуре. Что касается приемных антенн, то здесь часто ограничиваются устройством простейших заземлений или противовесов.

Основной величиной, характеризующей противовес или заземление, является его сопротивление.

Активная часть этого сопротивления при расположении антенны у земли определяет потери мощности в земле, а реактивная часть влияет на величину потерь в антенном контуре.

Сопротивление заземления слагается из переходного сопротивления контакта между заземлением и почвой и сопротивления, связанного с потерей мощности на индукционные токи проводимости и смещения в земле. Точный расчет сопротивления заземления затруднителен.

Для качественной характеристики того или иного заземления используют приближенные формулы для расчета переходных сопротивлений. Это оправдывается тем, что параметры почвы, от которых зависит сопротивление заземления, непостоянны и бывают известными лишь приближенно.

По конструкции заземления можно разделить на следующие типы: сосредоточенное (одиночное) заземление, многократное заземление и металлизированную землю.

Выбор того или другого из них определяется свойствами почвы, мощностью радиостанции и длиной рабочей волны.

Сосредоточенное заземление представляет собой проводник той или иной формы, закопанный на некоторую глубину (обычно до уровня грунтовых вод), с выводом на поверхность земли для присоединения к зажиму генератора. Такое заземление выполняется в виде закопанного металлического листа, звездочки из расходящихся проводов или вколоченной в землю трубы. Для предохранения от коррозии, увеличивающей переходное сопротивление, поверхность заземлителей лудится.

Сопротивление заземлителя в виде листа обратно пропорционально корню квадратному из его площади и приблизительно равно).

$$R_{\text{пз}} \approx \frac{0{,}2 \div 0{,}4}{\sigma\sqrt{S}} \text{ Ом} \qquad (6.3)$$

где σ - проводимость почвы в $\frac{1}{Ом \cdot м}$ в месте заложения заземлителя, а S – его площадь в м^2. Например, лист с площадью в 1 м^2 имеет во влажной почве $\left(\sigma = 10^{-2}\,\frac{1}{Ом \cdot м}\right)$ сопротивление порядка 20-40 Ом.

Для трубчатого заземлителя малой длины по сравнению с волной в почве сопротивление примерно обратно пропорционально его длине l:

$$R_{\text{пз}} = \frac{1}{2\pi\sigma l}\ln\left(\frac{2l}{a} - 1\right) \qquad (6.4)$$

Из формулы видно, что изменение радиуса трубы а в известных пределах мало сказывается на качестве заземления. Значительное уменьшение сопротивления заземления получается, если в заземлитель помещают хорошо проводящие слои почвы и особенно в грунтовые воды. Иногда искусственно улучшают влагозадерживающие свойства почвы. Для этого вокруг заземления насыпают древесный уголь, кокс или глину, а в землю добавляют поваренную соль или медный купорос.

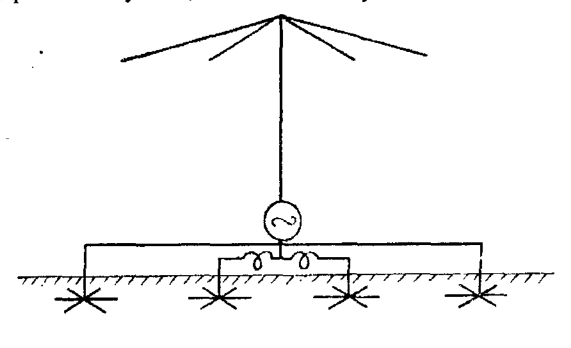


Рис. 6.9.

Сопротивления сосредоточенных заземлителей относительно велики, поэтому они применяются там, где КПД антенны не играет существенной роли, т.е. преимущественно на приемных радиостанциях и в отдельных случаях - на передающих при малой мощности и хорошо проводящей почве.

Для уменьшения переходного сопротивления применяют многократное заземление, состоящее из нескольких сосредоточенных заземлителей, соединенных параллельно (рис. 6.9.) Провода, соединяющие отдельные заземлители, для уменьшения потерь на индивидуальные точки в земле протягиваются над землей. Общее сопротивление многократного заземления из n одиночных заземлений будет в n раз меньше только при условии, что они расположены друг от друга на расстояниях в несколько раз больших их размеров. В противном случае отдельные заземления будут использованы плохо и общее сопротивление заземления не уменьшится в n раз.

Эффективность заземляющего устройства зависит от занимаемой под антенной площади. Однако размеры заземления, как показывает практика, не имеет смысла увеличивать сверх габаритов горизонтальной части больше чем на высоту антенны. Заземление должно охватывать площадь, на которой концентрируется наибольшее поле в ближней зоне антенны, а отдельные заземлители должны быть распределены по этой площади так, чтобы через каждый из них протекал одинаковый ток. При этом условии сопротивление заземления будет минимальным при данном числе отдельных заземлений. Причем, если провода, соединяющие заземления с основанием антенны, имеют разные длины, то между ними могут появиться разностные токи, увеличивающие потери в заземлении, Эти токи устраняются выравниванием индуктивности всех проводов путем включения добавочных катушек (настроенное заземление).

В антеннах мощных радиостанций наиболее широко применяется заземление, называемое металлизированной землей. Это заземление представляет систему проводов, вкопанных на глубину до 20-40 см. Металлизированная земля выполняется в виде системы радиально расходящихся проводов, системы параллельных проводов или в виде сетки из скрещивающихся проводов. Количество радиальных проводов может доходить до 80 - 120. Их концы образуют овал (в случае Г - или Т - образной антенны) или круг (в случае вертикальной или зонтичной антенны), края которого выступают относительно проекции горизонтальной части антенны на величину, равную примерно высоте антенны. Концы проводов у центра подводятся к шине, расположенной вокруг здания радиостанции или вокруг основания антенны. Металлизация земли образует экран, препятствующий проникновению индуцированных токов в глубь земли. Поэтому сопротивление потерь в такой системе весьма мало. При скалистой или вечно мерзлотной почве провода заземления укладываются и закрепляются на поверхности земли. В этих случаях могут применяться также вместо заземления изолированные от земли противовесы, перехватывающие силовые линии, идущие от антенны, и экранирующие ее от земли. Противовесы, кроме того, применяются в подвижных радиостанциях.

Проволочный противовес представляет систему проводов, подвешенных под антенной на небольшой высоте над землей, соединенных друг с другом и подключенных к зажиму генератора. Практически на противовес замыкается не весь ток антенны, а часть тока замыкается на землю вследствие того, что противовес не полностью экранирует антенну от земли.

Размеры и конфигурация противовеса должны быть такими, чтобы охватить ту часть поверхности земли под антенной, на которой создается большое ближнее поле. Часто применяются противовесы в виде радиально расходящейся от основания антенны системы проводов или в виде системы параллельных проводов. Размеры противовеса обычно выбирают такими, чтобы его края выступали за горизонтальную часть антенны примерно на величину высоты антенны. При выборе высоты подвеса противовеса необходимо учитывать, что действующая длина антенны отсчитывается от противовеса. На практике для высоких антенн противовесы подвешиваются над землей на высоте 2-4 м, а для малых -- на высоте 1-1,5 м.

В передвижных радиостанциях применяются облегченные конструкции противовесов с небольшим числом проводов (рис. 6.10). Длина проводов берется примерно равной высоте антенны. Часто противовесом служит металлический корпус радиостанции или объекта, на котором расположена антенна, Если в качестве противовеса используется корпус радиостанции, то большая часть антенного

тока замыкается через землю и днище корпуса. При этом получается большое сопротивление потерь (десятки и сотни *Ом*), на котором и будет расходоваться основная часть мощности. Величину этого сопротивления можно найти по формуле, взяв в ней больший числовой коэффициент. Уменьшить потери

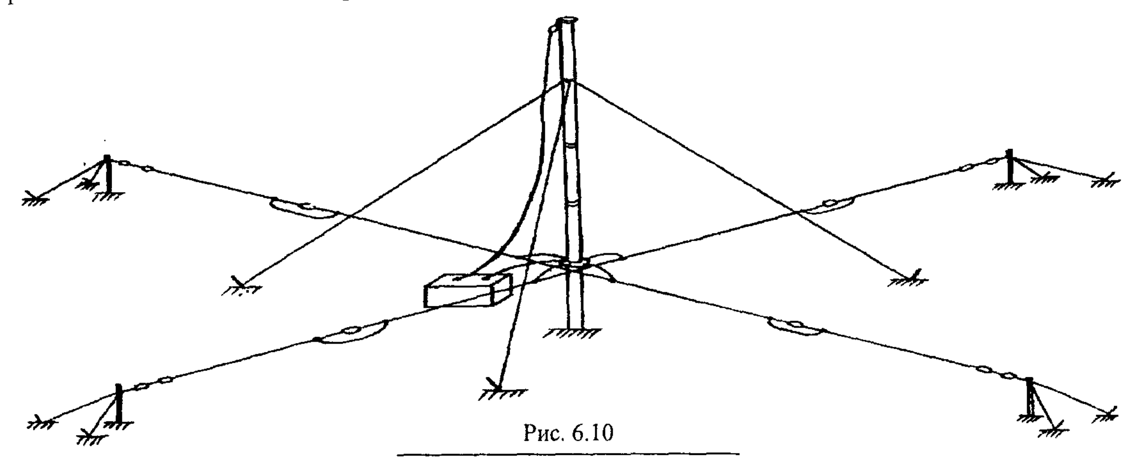


Рис. 6.10

в таком противовесе можно подъемом радиостанции над землей (на землю будет замыкаться) меньше силовых линий, идущих от антенны), добавлением проволочного противовеса (сопротивление потерь при этом можно уменьшить до нескольких *Ом*) или расположением радиостанции на металлическом листе (увеличение площади в 4 раза уменьшает потери в 2 раза).

Немного о «земельных» секретах

Теоретические расчеты показывают, что наибольшие потери имеют место в зоне с радиусом 0,35λ. Поэтому в этой зоне желательно провести «металлизацию» землей, т.е. соединить радиальные провода между собой перемычками (рис. 6.11). Очень хорошо, если эта металлизация будет проведена на всем расстоянии противовесов.

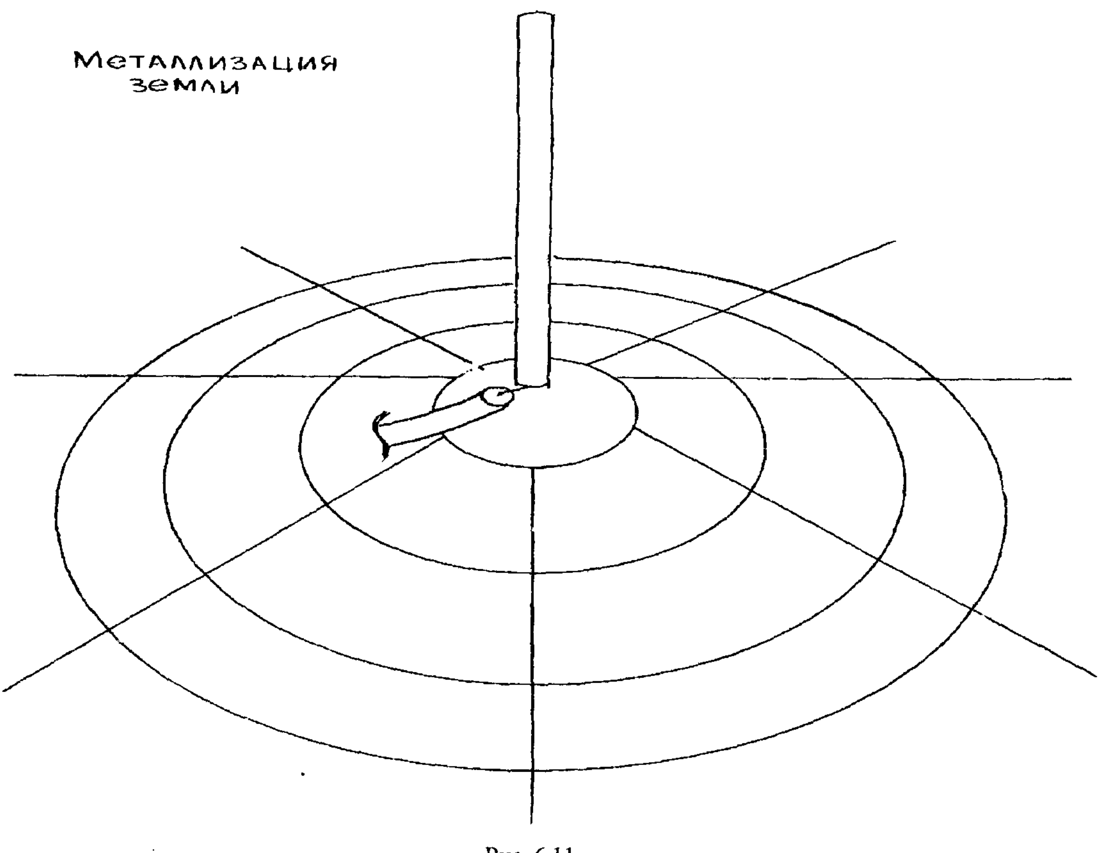


Рис. 6.11.

Противовесы следует изолировать от земли (рис. 6.12*а*). Это понятно, если противовесы будут лежать на земле, то, покрывшись влагой, имеющей диэлектрическую проницаемость, их электрическая длина не

будет резонансной для антенны. Так же должны быть изолированы от земли и концы их. Только в одном случае можно не изолировать концы противовесов от земли, если они надежно соединены кольцом-перемычкой (рис. 6.12б).

Рис. 6.12

а)

б)

Металличеcкий обруч

Земля

Д.Н. „дробится" на лепестки вдоль противовесов

Рис. 6.13

Зависимость КПД штыревой антенны от количества противовесов

КПД

47%

19%

Идеальная земля

Реальная земля

Рис. 6.14

12

Количество противовесов

Никогда не следует забывать о том, что идеальная штыревая антенна имеет КПД 47%, а КПД антенны с 3 противовесами – менее 5%. Значит, работая со штыревой антенной с тремя противовесами, из ваших 200 ватт, подводимых к штырю, 180 Ватт (!!!) напрасно теряются, попутно создавая TVI. Многие процессы в ионосфере нелинейны, т.е. отражение радиоволн начинается, скажем, при проводимой мощности к вашей антенне в 7 Ватт, и уже полностью не происходит при 5 Ваттах. Значит, вы теряете уникальные возможности DXQSO, сэкономив на проводе для противовесов, по теореме взаимности. Работает антенна как передающая или приемная – параметры и характеристики ее одинаковы. Значит, и на прием происходят большие потери полезного сигнала.

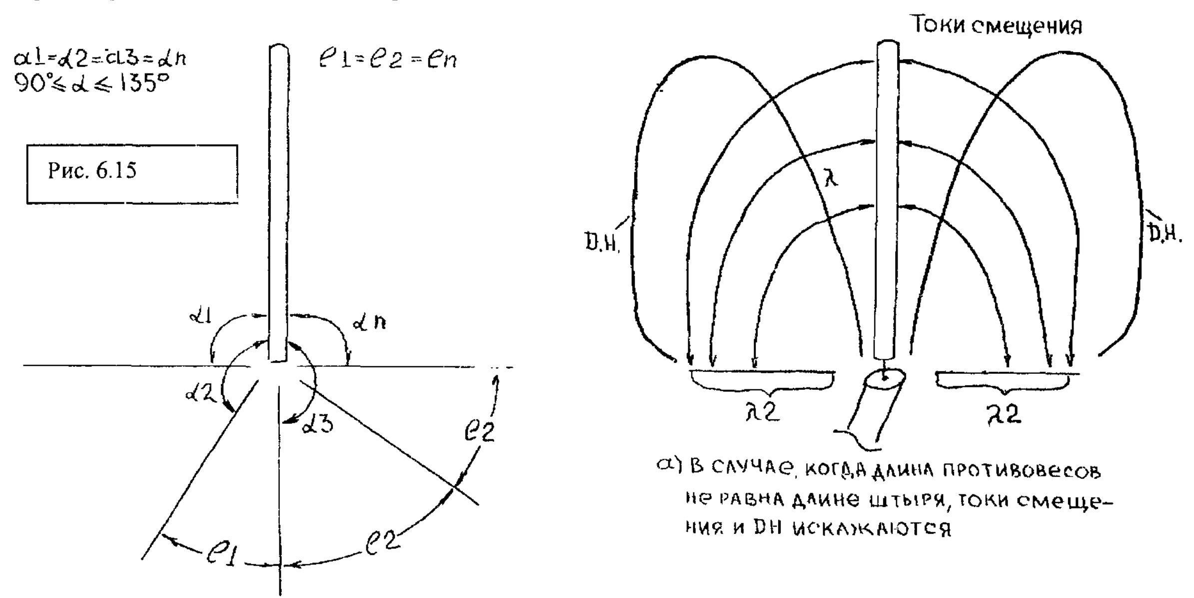


Рис. 6.15

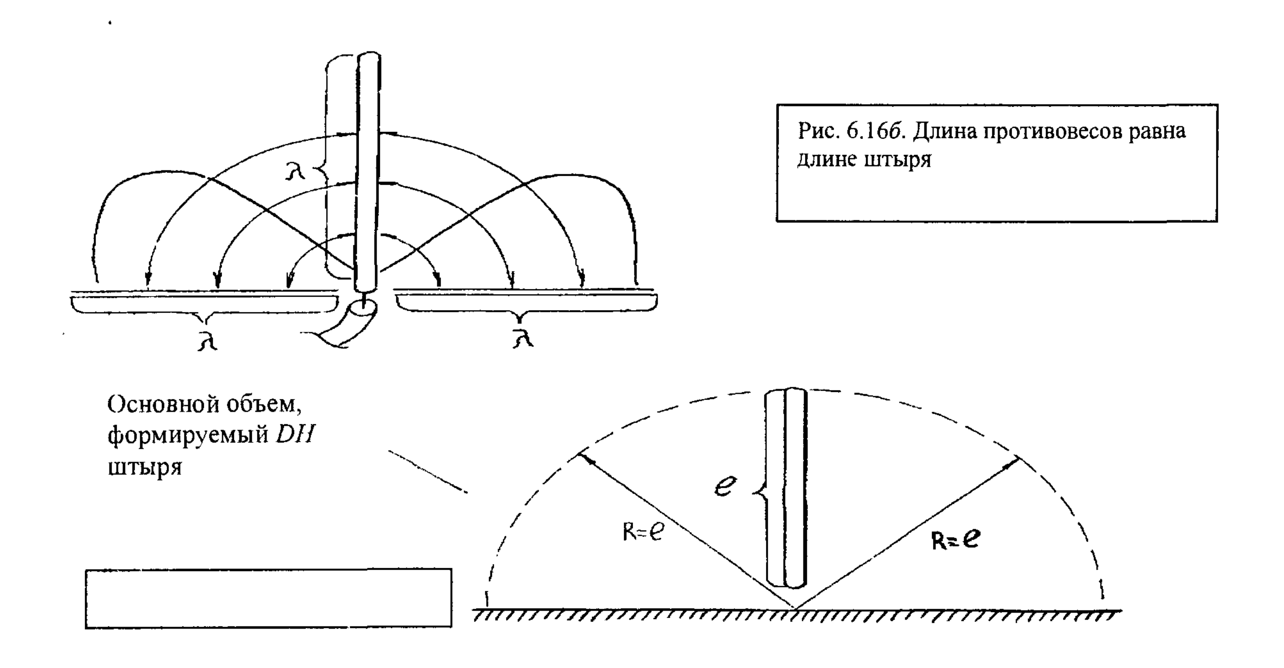


Рис. 6.16б. Длина противовесов равна длине штыря

Следует еще учесть искажения диаграммы направленности при малом количестве противовесов. Из шарообразной она становится лепестковой, имеет направление вдоль противовесов (рис. 6.13). Задача о нахождении оптимального количества противовесов была решена с помощью ЭВМ. Из рис. (6.14) видно, что минимально необходимое число противовесов равно 12. При большем их количестве КПД растет медленно противовесы должны быть расположены на одинаковом расстоянии относительно друг друга.

Угол расположения относительно штыря должен быть от 0° до 135° (рис. 6.15). При больших и меньших углах КПД падает и Д.Н. искажается. Противовесы должны быть длиной не менее основного штыря. Это можно объяснить тем, что протекающие между штырем и противовесами токи смещения занимают определенный объем пространства, который участвует в формировании диаграммы направленности. Уменьшая длину противовесов, а, следовательно, уменьшая объем пространства, служащий формированию Д.Н., это существенно ухудшает характеристики антенны (рис. 6.16). С большим приближением можно сказать, что каждой точке на штыре соответствует своя точка на противовесе, между которыми протекают токи смещения, создавая Д.Н. и будет суперпозицией.

Токи смещения, как и все основные токи протекают по пути наименьшего сопротивления, которое сосредоточено в объеме, ограниченном радиусом штыря (рис. 6.17). За пределами этого объема токи смещения будут малы и не будут играть заметной роли в создании Д.Н.

Заземленные вертикальные антенны

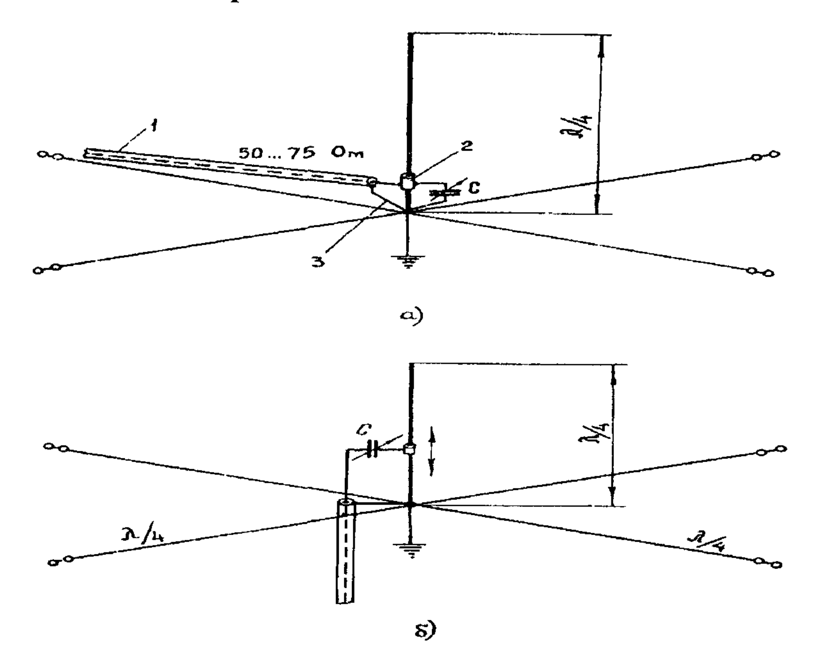


Рис. 6.18. Антенна *GP* с шунтовым питанием: *1* – коаксиальный кабель; *2* – точка подключения питания; *3* – провод, соединяющий внешний экран кабеля с точкой соединения противовесов

Антенна *GP* требует использования прочного (как в электрическом, так и в механическом смысле) вибратора. При работе в низкочастотном диапазоне необходимо использовать мачты очень большой высоты и применять специальные изоляторы. Эти причины вызывают очевидные трудности при конструировании.

Были найдены технические решения, направленные на преодоление недостатков этой схемы антенны. Идея модернизации антенны достаточно проста и основывается на том, что нижний край антенны имеет незначительный относительно земли потенциал и поэтому может быть заземлен. Питание антенны в этом случае осуществляется с использованием гамма трансформатора (рис. 6.18).

Такое решение имеет ряд достоинств, в первую очередь связанных с возможностью установки мачты на жестком фундаменте, а также с возможностью соединения основания мачты с системой заземления. Это позволяет получить большее значение КПД, чем с изолированной антенной.

Конденсатор гамма трансформатора должен быть переменным (C_{max}=500 пФ), он укрепляется непосредственно на теле мачты.

Можно увеличить входное сопротивление антенны *GP*, выполняя ее как петлевой диполь. Для этого от верхнего конца мачты проводят кабель, который располагают на некотором расстоянии вдоль тела мачты (рис. 6.19*а*). Входное сопротивление зависит от соотношения диаметров дополнительного и основного провода антенны. Если использовать провода одинаковых диаметров, то R_A=4×35=140 Ом и антенну можно возбуждать с помощью линий с волновым сопротивлением 75 Ом с использованием трансформатора сопротивлений.

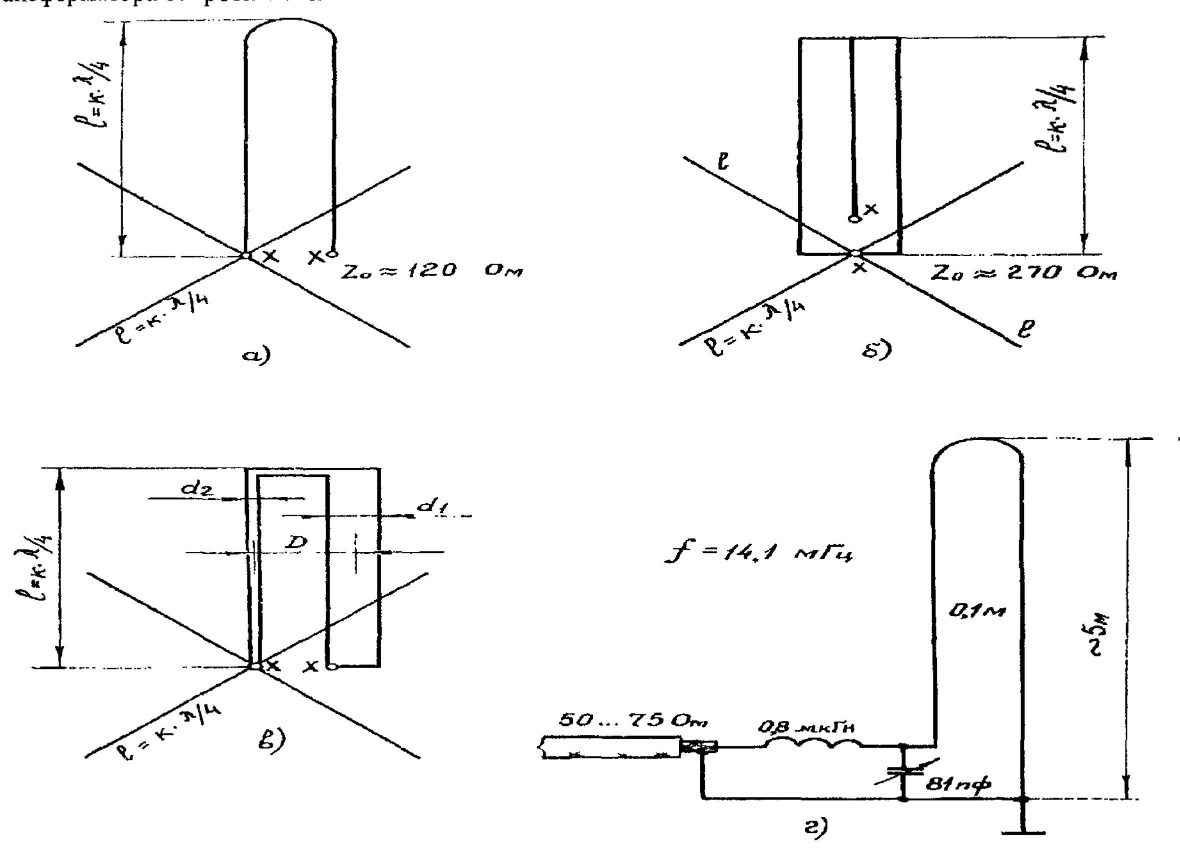


Рис. 6.19. Петлевая антенна *GP*

Если антенна выполнена из двух параллельных проводов, к которым параллельно подключен третий провод (рис. 6.19*б*), то входное сопротивление равно 300 Ом, что позволяет в качестве линии питания использовать симметричную двухпроводную линию в ленточном диэлектрике.

Если мачта антенны изготовлена из диэлектрика, а вдоль тела мачты проходят два провода, то питание можно осуществить, применяя коаксиальный кабель и трансформатор на сосредоточенных элементах *L* и *C* (рис. 6.19*г*).

Размеры вибраторов штыревой антенны

Как известно, сопротивление излучения антенны $R_{изл}$ пропорционально отношению *l/d*, где *l* - длина и *d* - диаметр антенны (рис. 6.20). В то же время, добротность антенны

$Q=R_{изл}/R_а$,

где Rа - сопротивление антенны. Отсюда следует, чем меньше отношение l/d, тем широкополоснее антенна и больше КПД.

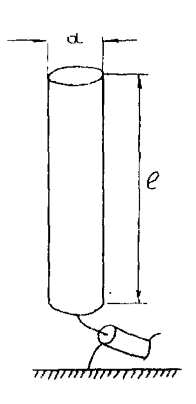


Рис. 6.20

Следует учесть, что при использовании толстых вибраторов сказывается «торцевой эффект». Он обуславливается емкостью между торцами вибратора и землей (рис. 6.21). Физически это выражается в том, что антенна получается «длиннее» расчетной, в результате этого вводят коэффициент укорочения K, и длина штыря будет равна $(\lambda/4)\times K$. Пример значений коэффициента укорочения дан в таблице 6-2. Для его уменьшения обычно широкополосные штыри имеют конусообразную форму как в нижней части, и, если это необходимо, то в верхней (рис. 6.22). Однако, коэффициент укорочения для штыря точно определить невозможно и поэтому или мирятся с возникающей реактивностью или компенсируют ее.

Расчеты показывают, что необходимая толщина противовесов должна составлять

$$d=\frac{D}{2{,}4n}$$

где d – диаметр противовесов,

D – диаметр штыря,

n – количество противовесов.

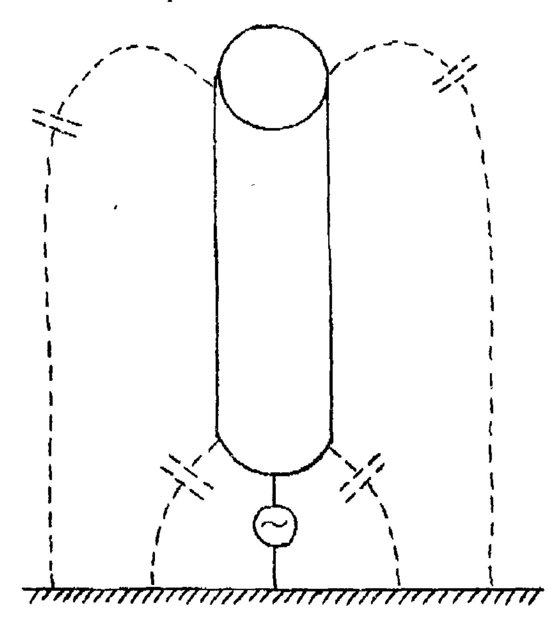


Рис. 6.21.

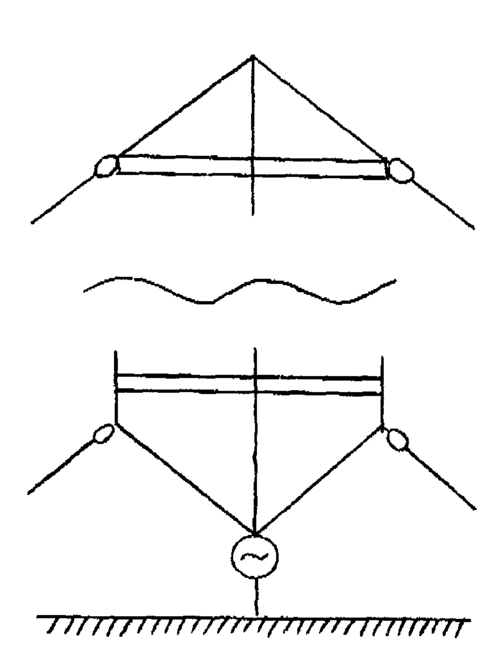


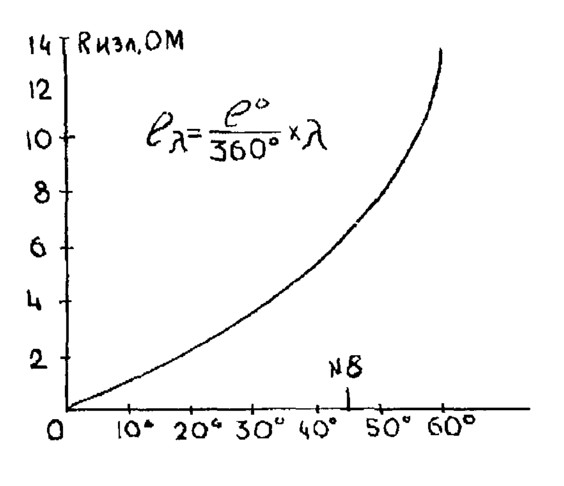
Рис. 6.22.

Часто радиолюбители не могут установить λ/4 штырь и используют штырь имеющий гораздо меньшие размеры. Естественно, в принципе можно согласовать штырь любой длины с помощью согласующих устройств.

На графиках (рис. 6.23) показаны значения сопротивления излучения короткого штыря. Понятно, что штырь, имеющий малое активное и большое реактивное сопротивление, будет согласован весьма и весьма не оптимально (на самих согласующих устройствах может рассеяться до 90% энергии). А если еще при этом используются суррогатные короткие противовесы, то эффективность такой антенной системы будет весьма низка, однако в средствах подвижной связи часто такие суррогатные антенны применяются. Но это потому, что другие виды укороченных антенны будут работать также плохо.

ТАБЛИЦА 6-2

K	0,86	0,88	0,88	0,9	0,92	0,94
Полуволновой диполь, λ/d	12	20	24	27	50	280
Волновой диполь, λ/d	60	80	100	140	300	1300



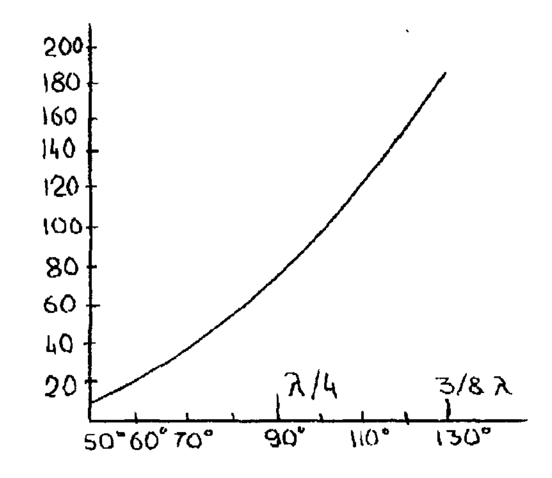


Рис. 6.23. Зависимость активной составляющей $R_{изл}$ вертикального вибратора от его длины, выраженной в градусах

Эффективная (действующая) длина антенны.

Электродвижущая сила V, наведенная в антенне, на которую падает плоская волна, зависит от напряженности электрического поля падающей волны E, направления с которого падает эта волна, и эффективной (действующей) длины антенны.

Эффективной длиной антенны называют отношение электродвижущей силы V (в милливольтах), наведенной в антенне, к напряженности электрического поля E (в милливольтах на метр) в месте расположения приемной антенны:

$$l_{эфф} = V / E$$

где l- дана в метрах.

Эффективная длина антенны зависит от коэффициента усиления и входного сопротивления антенны:

$$l_{эфф} = (\lambda/\pi)\sqrt{GR_A / 73{,}1}$$

Напряжение на выходе антенны, согласованной с приемником,

$$U_A = V/2 = l_{эфф}E/2 \qquad (6.4)$$

Для полуволнового диполя (G =1, R_A=73,1 Ом) из формулы (6.4) следует, что $l_{эфф}=\lambda/\pi$. Для коротких антенн за эффективную длину принимается половина ее геометрической длины.

Отметим, что эффективная длина является условным понятием, которое не имеет прямой связи с физической длиной антенны. Так как это понятие впервые было введено при исследовании вертикальных вибраторов средних волн, то его вначале понимали как эффективную высоту подвеса антенны. И уже в данной ситуации отсутствует прямая связь между понятием эффективной высоты подвеса антенны и ее физическими размерами. Отметим, что иногда используется и иное определение эффективной длины антенны.

Физическая и электрическая длина антенны

Физическую и электрическую длину антенн принято выражать либо в виде отношения к длине волны λ, соответствующей рабочей частоте антенны (λ/4, λ/2,5/8λ), либо в градусах, считая что полная длина волны λ соответствует 360° . Физическую длину φ в градусах можно определить по формуле:

$$\varphi = \frac{l}{\lambda} 360^\circ \qquad (6.5)$$

где l - длина антенны, метров;

λ - длина волны, метров. Связь между длиной волны и частотой определяется формулой:

$$\lambda = \frac{300}{f} \qquad (6.6)$$

где f - частота, мГц, λ - длина волны, метров.

Пользуясь формулами (6.5 и 6.6) можно легко определить физическую и электрическую длину вертикальных антенн, упомянутых в предыдущем разделе. Для излучателя длиной $\lambda/4$ она составляет 90°, $\lambda/2$ - - 180°, $5/8\lambda$ - 225° и $3/4\lambda$ - 270°.

При определении электрической длины антенн следует учитывать не только геометрические размеры излучателя, но и наличие в его составе реактивных элементов (емкостей или индуктивностей).

Рассмотрим вертикальный излучатель длиной l. Его основная резонансная частота (т.е. частота, на которой излучатель является четвертьволновым) будет равна:

$$f_0 = \frac{300}{4l}$$

Для того, чтобы определить его физическую длину φ на произвольной частоте f необходимо воспользоваться формулой

$$\varphi = \frac{f}{f_0} 90^\circ$$

Отметим, что физическая длина излучателя в данном случае совпадает с электрической, так как в его состав не входят реактивные элементы.

Теперь рассмотрим тот же излучатель, но с реактивным элементом (например, индуктивностью) в основании. Основная резонансная частота такой системы будет отличаться от f_0 (в нашем примере она понизится). Естественно предположить, что поскольку резонансная частота системы излучатель плюс индуктивность отличается от f_0 в меньшую сторону, то ее электрическая длина на частоте f также будет отличаться от величины φ, причем в большую сторону, т.е. индуктивность имеет свойство электрического удлинения. Емкость - напротив, обладает укорачивающим эффектом. Количественно оценить величину изменения электрической длины в зависимости от значения реактивности можно лишь с учетом конструктивных особенностей излучателя на конкретной частоте, Кроме того, большую роль играет место расположения реактивного элемента относительно точки запитки излучателя. Так, например, емкость в основании вертикальной антенны обладает укорачивающим эффектом, а емкостная нагрузка на вершине – удлиняющим.

Электрическая длина антенны может отличаться как в большую сторону от физической, так и в меньшую, но разница между ними не может быть больше 180°.

Коэффициент укорочения

Резонансные свойства антенны зависят от диаметра излучателя. С увеличением диаметра уменьшается характеристическое сопротивление Z_0 формула:

$$Z_0 = 60\left[\ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1\right]$$

(где l – длина излучателя, метры; d – средний диаметр излучателя, метры)
и, значит меняется импеданс антенны. Поэтому, при расчете электрической длины антенны, необходимо учитывать коэффициент укорочения, который зависит от отношения диаметра излучателя к его длине.

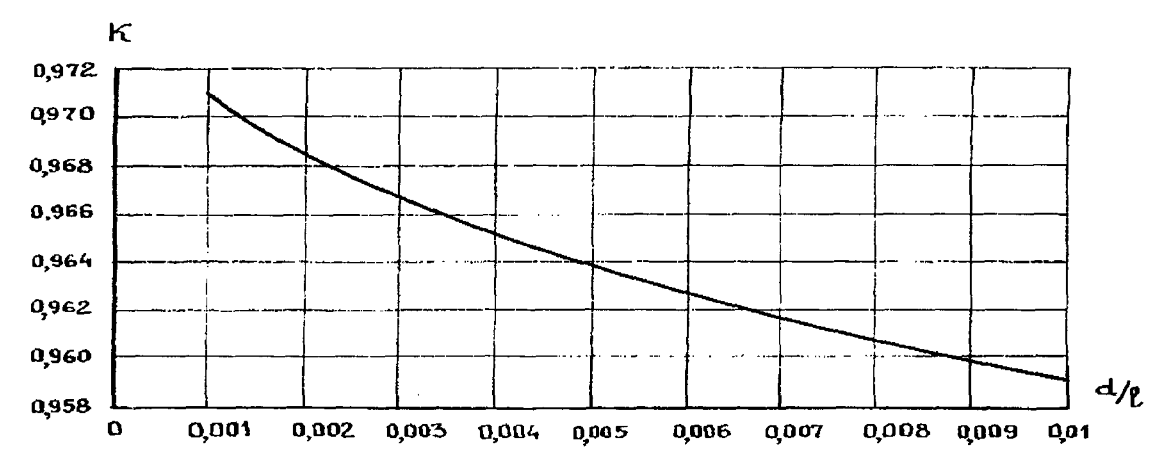


Рис. 6.24. Зависимость коэффициента укорочения k от отношения d/l.

Электрическая длина антенны с учетом коэффициента укорочения будет несколько большей, чем физическая длина излучателя и определяется по формуле:

$$\varphi = \frac{\varphi'}{K}$$

где φ' - физическая длина излучателя, град; φ - электрическая длина с учетом коэффициента укорочения, град; K - коэффициент укорочения. На рис. 6.24 представлена зависимость коэффициента укорочения K от отношения диаметра излучателя d к его длине l.

Входное сопротивление антенны с учетом противовеса или заземления

Ранее рассмотрен расчет входного сопротивления несимметричной антенны Z_A в предположении, что второй зажим генератора подан на идеально проводящую землю. Если этот зажим генератора не заземляется, а подключается к противовесу, то входное сопротивление антенны будет равно

$$Z_{BX} = \frac{U_A}{I_A} = Z_A + Z_{np}, \quad R = \frac{U_A}{I_A} = R_A + R_{np}$$

где R_A - сопротивление, измеренное между зажимом антенны и землей (сопротивление антенны), а R_{np} - сопротивление измеренное между зажимом противовеса и землей (сопротивление противовеса).

Обычно можно пренебречь излучением противовеса. Поэтому при сделанном допущении об идеальной проводимости земли его сопротивление будет чисто реактивным. В действительности проводимость земли не равна бесконечности и антенна будет создавать электромагнитное поле как в верхнем полупространстве (в воздухе), так и в земле. Особенное большое влияние на величину и распределение поля в земле оказывает устройство нижнего конца антенны (заземления или противовеса). Выбором его рациональной конструкции можно уменьшить проникновение поля в землю вблизи антенны, где поле особенно велико.

Потери энергии поля ближней зоны в земле могут быть учтены расчетом активного сопротивления заземления или противовеса. Распределение тока и сопротивление расположенных над землей излучающих проводников зависят в известной степени от свойств земли. Чем ниже расположен проводник, тем больше будет в нем затухание тока и отклонение фазовой скорости распространения колебаний от скорости света. Для вертикальных и наклонных антенн сопротивление Z_A с достаточной точностью может быть определено обычно в предположении идеальной проводимости земли по приведенным ранее формулам. Что касается сопротивления заземления или противовеса, то оно должно быть определено с учетом реальных параметров почвы.

В случае развитых (разветвленных) противовесов и заземлений можно пренебречь небольшой реактивной составляющей сопротивления Z_{np} и определять полное входное сопротивление по формулам: $R_{вх} = R_A + R_{np}$, $X_{вх} = X_A$

В подвижных радиостанциях, как указывалось, противовесами служат сама радиостанция или корпус транспортного средства относительно небольших размеров по сравнению с длиной волны либо система из нескольких проводов. В этих случаях входное реактивное сопротивление, а также основная волна антенны должны определяться с учетом противовеса.

Входное сопротивление антенны

Входное сопротивление (импеданс) антенны Z в общем случае представляется комплексной величиной:
$Z = R + jX$
где R - активная часть входного сопротивления Ом; X - реактивная часть; j - комплексный оператор.

Величина R определяется отношением напряжения к току в точке запитки антенны, а X - сдвигом фаз между напряжением и током. Входное сопротивление может быть изображено эквивалентной схемой:

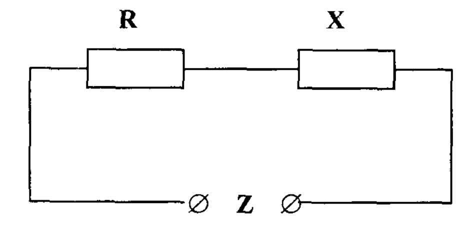


Рис. 6.25. Эквивалентная схема входного сопротивления антенны

В случае, когда антенна запитывается в точке соответствующей максимуму тока, активная часть входного сопротивления определяется как сумма сопротивления излучения и сопротивления потерь:

$$R = R_{изл} + R_{пот} \qquad (6.7)$$

Эта формула справедлива для вертикальных антенн с физической длиной φ меньшей или равной $\lambda/4$ (90°), а также для φ кратной $\lambda/4$, при этом сопротивление излучения определяется по формуле:

$$R_{изл} = 36{,}6\frac{(1-\cos\varphi)^2}{\sin^2\varphi} \qquad (6.8)$$

где φ - электрическая длина излучателя в градусах. В таблице даны значения сопротивления излучения вертикала в зависимости от электрической длины для $\varphi \leq 90°$

ТАБЛИЦА 6-2

φ	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°	45°
R_{rad}	0,1	0,3	0,7	1,1	1,8	2,6	3,6	4,9	6.3
φ	50°	55°	60°	65°	70°	75°	80°	85°	90°
R_{rad}	8,0	9,9	12,2	14,9	17,9	21,6	25,8	30,7	36,6

Если длина вертикала больше четверти волны, запитка антенны производится в точке не соответствующей максимуму тока и активная часть входного сопротивления определяется по формуле: $R=R_0+R_{пот}$

где R_0 - отношение напряжения к току в точке запитки антенны, значение R_0 от электрической длины антенны, отношения физической и электрической длин, а также диаметра вертикального излучателя. На рис. 6.26. приведен график зависимости R_0 от электрической длины антенны.

Отсутствие зависимости R(φ) на участке 140° < φ < 190°, объясняется тем, что R_0 зависит от диаметра излучателя, и в указанной области имеет сильный разброс параметров.

Для расчета КПД вертикалов с электрической длиной больше λ/4 необходимо использовать значение сопротивления излучения. Зависимость R_{rad} от φ для таких антенн показана на рис. 6.27.

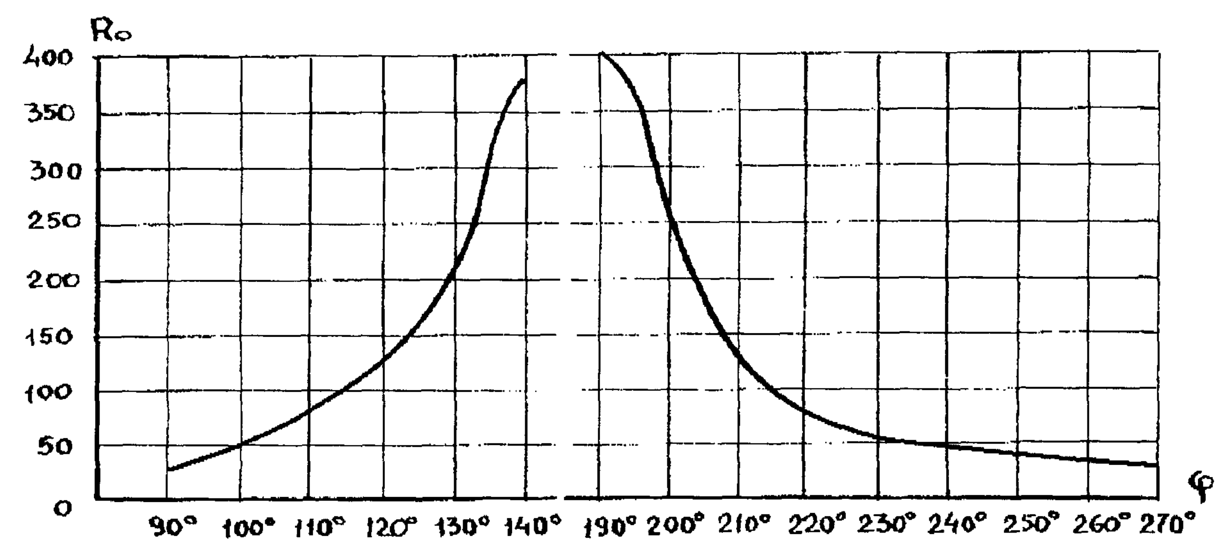


Рис. 6.26. Зависимость R_0 от электрической длины излучателя φ (φ > 90)

Приведенная методика расчета активной части входного сопротивления справедлива для случаев, когда электрическая и физическая длина вертикала совпадает, т.е. для антенн, не содержащих в своем составе реактивных элементов.

Для определения реактивной части входного сопротивления X, вертикальный излучатель рассматривается как длинная линия, разомкнутая на конце. Одним из проводников такой линии является

вертикал, а вторым - его мнимое зеркальное изображение в "земле". Реактивную часть входного

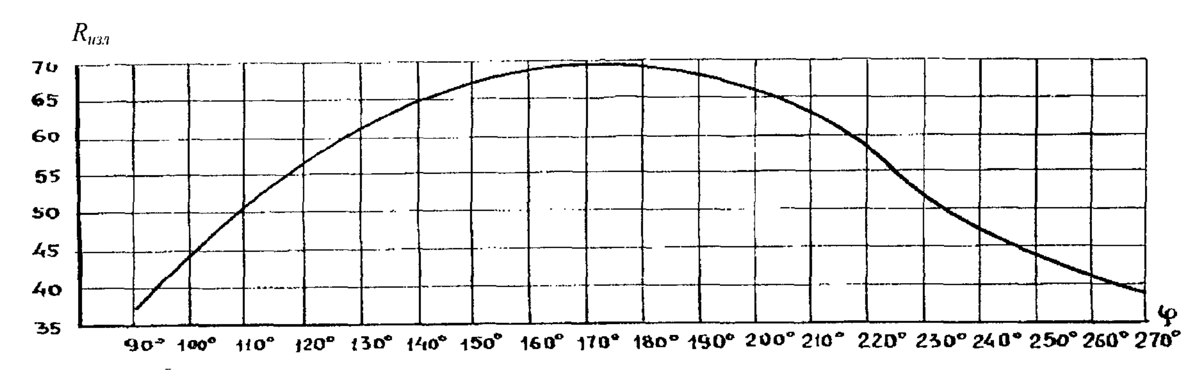


Рис. 6.27. Зависимость R_{rad} от электрической длины излучателя φ (φ > 90°)

сопротивления вертикала можно считать равной входному сопротивлению эквивалентной линии с электрической длиной, равной длине вертикала. Существует зависимость между волновым сопротивлением длинной линии Z_0, ее электрической длиной и входным сопротивлением. Зная геометрические размеры вибратора, можно определить характеристическое сопротивление эквивалентной линии по формуле:

$$Z_0 = 60\left[\ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1\right]$$

где l - длина излучателя, метры; d - средний диаметр излучателя, метры. Реактивная часть входного

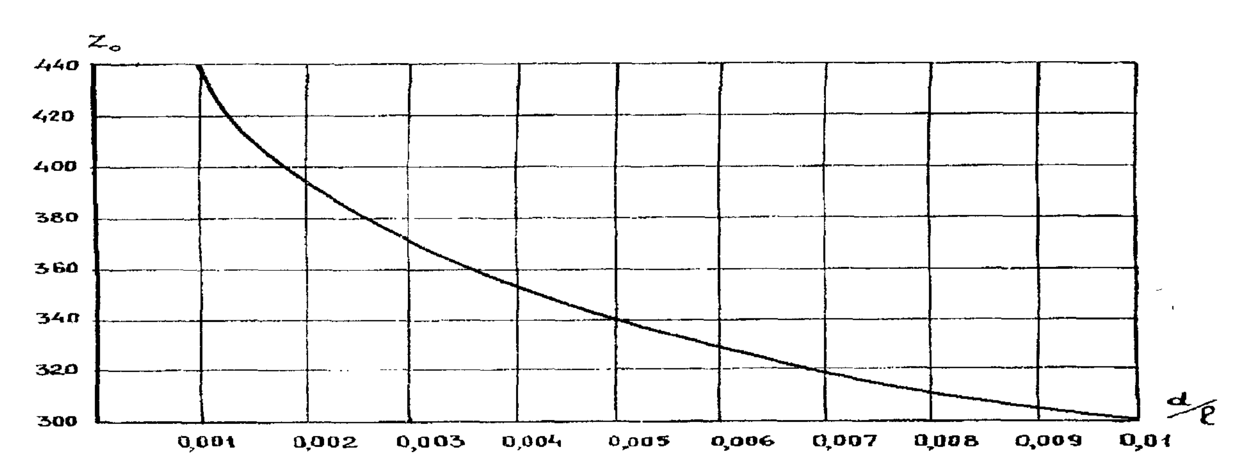


Рис. 6.28. Зависимость характеристического сопротивления эквивалентной линии Z_0 от отношения d/l.

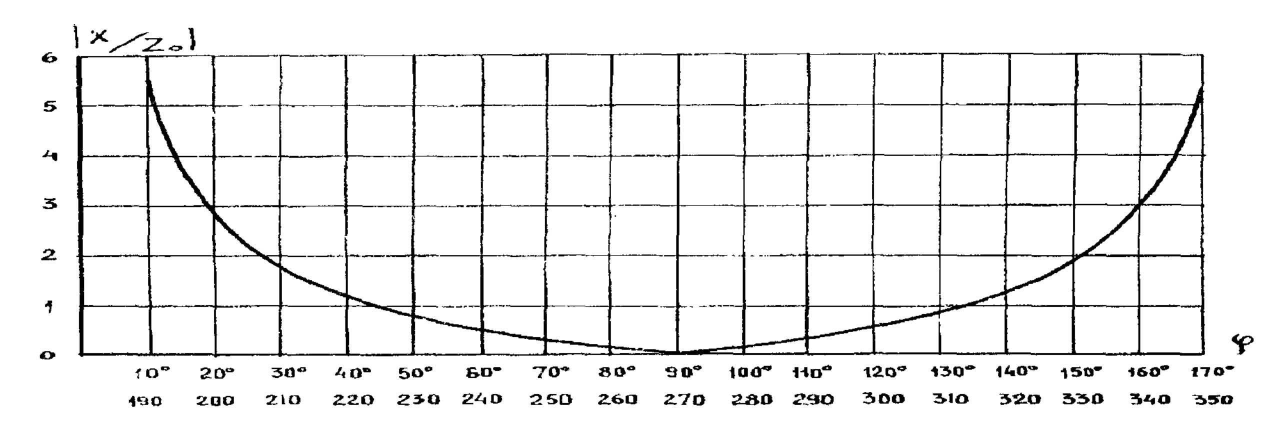


Рис. 6. 29. Зависимость отношения X/Z от электрической длины излучателя

сопротивления определяется по формуле

$$X = -\frac{Z_0}{tg\varphi}$$

где X - реактивная часть входного сопротивления, Ом;

φ - электрическая длина антенны, градусов. В случае, если электрическая длина вертикала $0° < \varphi < 90°$ - X имеет емкостный характер (принимает отрицательное значение), а для $90° < \varphi < 180°$ - индуктивный (значения X положительны).

Для расчета реактивной части входного сопротивления можно воспользоваться упрощенной методикой. На рис. 6.28 показана зависимость волнового сопротивления эквивалентной линии Z_0 от отношения диаметра излучателя d к его длине l.

Определив отношение d/l, по графику находится значение Z_0. Далее по графикам на рис. 6.29., где изображена зависимость отношения X/Z_0 от электрической длины вертикального излучателя φ, определяется реактивная часть входного сопротивления X.

Сопротивление потерь

Это значение сопротивления, которое, находясь в точке запитки антенны, будет рассеивать мощность равную разности между подводимой к антенне мощностью и мощностью излученной антенной. Для вертикальных антенн, «земля» является необходимым элементом, обеспечивающим их работу. Поэтому для них, в отличие от диполя, дельты и др. сопротивление потерь может достигать значительной величины, превышая сопротивление излучения. Основной вклад в него вносит сопротивление потерь системы заземления, связанное с плохой проводимостью естественной «земли» или недостаточным количеством радиальных проводников, образующих искусственную «землю».

КПД антенны

КПД антенны η - это отношение мощности излученной антенной, к мощности подводимой к точке питания антенны. Он может быть выражен через $R_{изл}$ и $R_{потерь}$ и определяется по формуле:

$$\eta = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{потерь}}$$

таким образом, можно выделить два основных способа увеличения КПД вертикальных антенн - увеличение сопротивления излучения и уменьшение сопротивления потерь путем применения более совершенной системы противовесов.

Различные типы укорочения антенн

Несимметричный вибратор над экраном конечных размеров или классический штырь (см. рис. 6.11).

Эту антенну применяют в основном радиолюбители. В качестве экрана обычно применяют противовесы длиной не менее $\lambda/4$. Расчет диаграммы направленности такой антенны в реальных условиях очень сложен, поэтому считается, что ее диаграмма направленности совпадает с Д.Н. идеального штыря над бесконечной проводящей землей.

Однако нужно понимать, что полупроводящая поверхность земли может серьезно исказить ее, особенно когда длина противовесов по сравнению с длиной штыря мала.

Несимметричный петлевой вибратор (рис. 6.30). Его Д.Н. совпадает с Д.Н. классического штыря. Однако он обладает преимуществом, выражающемся в том, что один его конец в любом случае заземлен. Подбором толщин d_1 и d_2 можно изменять его входное сопротивление в больших пределах. При $d_1=d_2$ сопротивление вибратора будет равно 146 Ом. Для тех, кто хочет самостоятельно рассчитать входное сопротивление несимметричного вибратора, имеющего разные толщины, я привожу формулу:

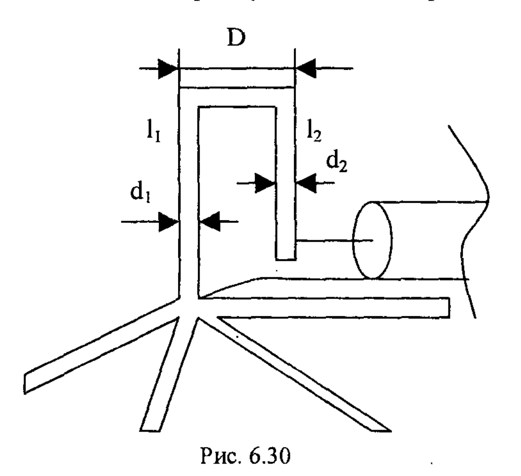


Рис. 6.30

$$R_i = (1 + n^2) \times 36{,}6$$

где $n = \ln(d/d1)/\ln(d/d2)$

Широкополосные несимметричные вибраторы, как и симметричные, изготовляются из толстых труб, штырей, пластин. Могут быть как коническими, так и ромбическими, цилиндрическими, быть сплошными и решетчатыми рис. 6.31. Перекрытие диапазона рабочих частот зависит от отношения d/l. Чем оно больше, тем широкополосней вибратор. Всем очевидно, хорошо известна антенна UW4HW, являющаяся широкополосным несимметричным вибратором.

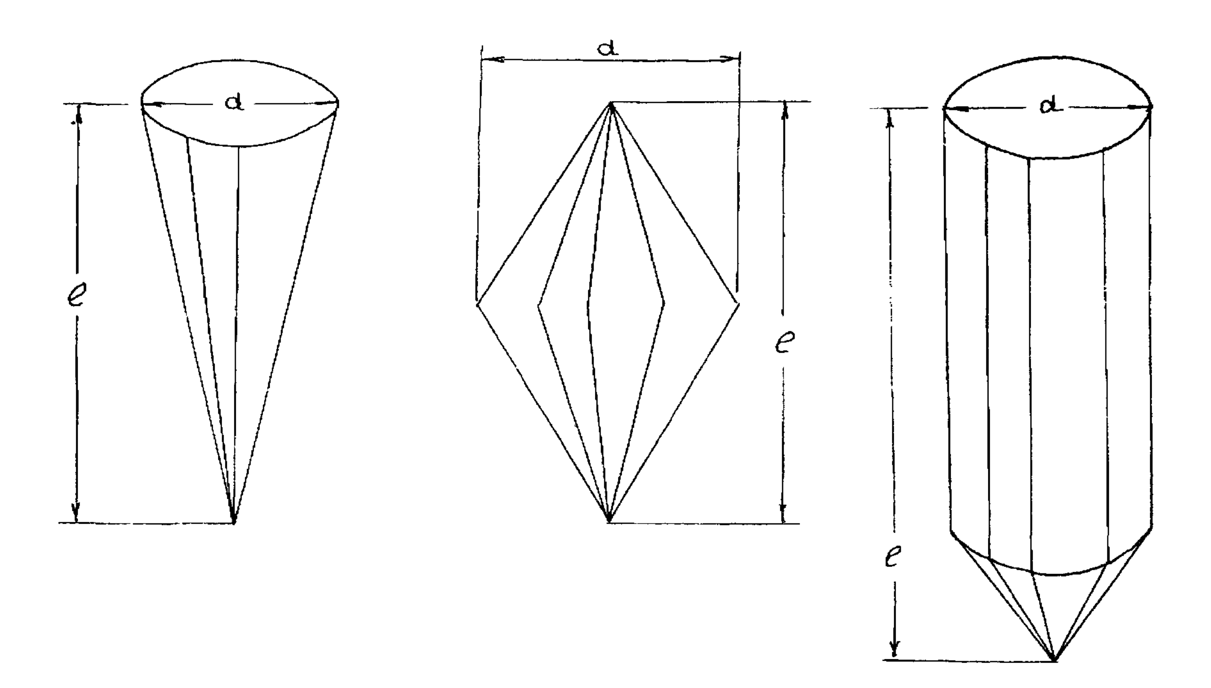


Рис. 6.31. Виды широкополосных вибраторов

Конические антенны - частный случай широкополосных вибраторов рис. 6.32. Поле излучений создается токами, обтекающими конус, а диск играет роль экрана и почти не излучает. При угле раскрыва α=60° достигается наибольший коэффициент перекрытия диапазона, равный примерно пяти, при КБВ ≥ 0,5 в фидере с волновым сопротивлением 50 Ом. При этом максимальная длина волны равна 3,6 В. Диаграмма направленности дискоконусной антенны КВ и УКВ примерно такая же, как и обыкновенного штыря.

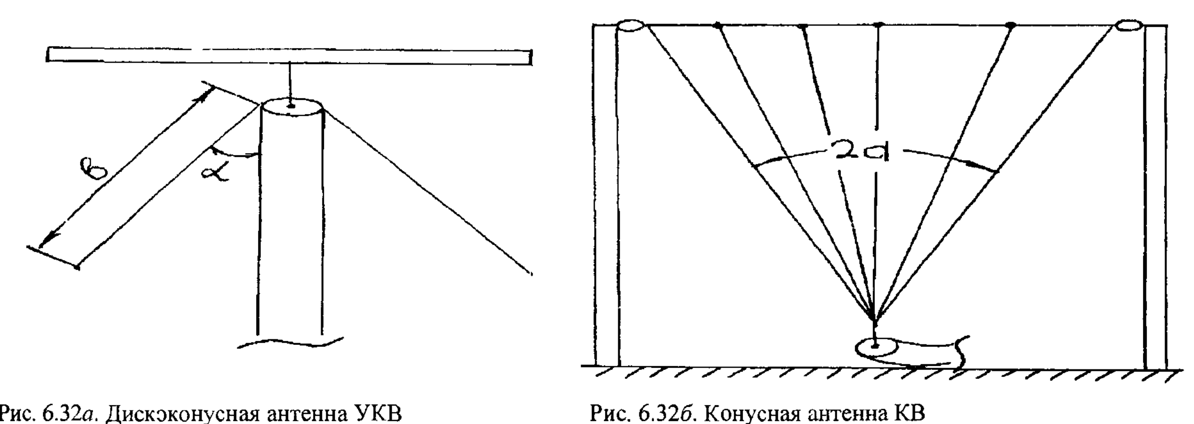


Рис. 6.32*а*. Дискоконусная антенна УКВ Рис. 6.32*б*. Конусная антенна КВ

Отдельно обращаем внимание на антенны-мачты, широко используемые как профессионалами, так и радиолюбителями. Особенностью антенны - мачты является то, что нижний их конец заземлен.

Антенна верхнего питания (рис. 6.33) возбуждается с помощью фидера, проложенного внутри мачты. Это принципиально. Д.Н. его такая же, как и у обычного штыря, но потери при излучении и приеме больше, так как радиоволна отражается от земли при излучении.

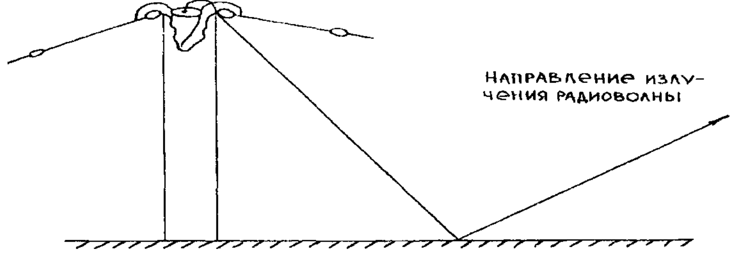


Рис. 6.33. Антенна – мачта верхнего питания

Антенна среднего питания рис. 6.34 представляет собой мачту из двух частей, возбуждаемую последовательно в точках 1 и 2 напряжением, которое подается с помощью фидера, проложенного внутри нижней части. Сопротивление антенны в точках питания

$$R_a = R_b / \cos^2 kl_1$$

где k - коэффициент укорочения, R_b - сопротивление чистого вибратора в точке 3. Подбирая соотношение между l_1 и l_2 можно согласовать антенну с фидером питания. Принципиальное значение имеет то, что фидер должен проходить внутри нижней части антенны. Недостаток - трудности с изолятором для верхней части ее.

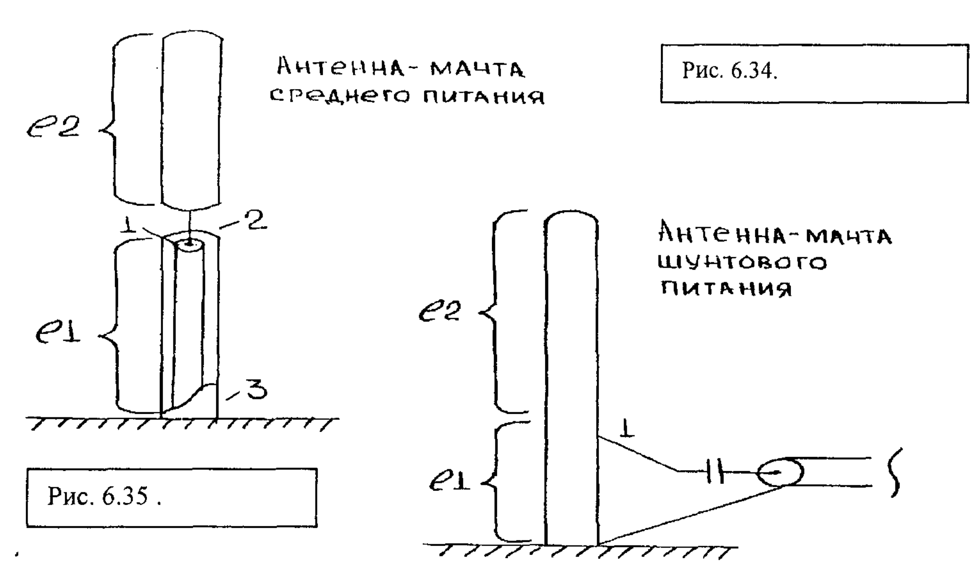


Рис. 6.34.

Рис. 6.35 .

Антенна шунтового питания (рис. 6.35) возбуждается параллельно при помощи шунта, подсоединяемого к мачте на некоторой высоте. Обычно $l_1 < \lambda/4$ и $l_2 < \lambda/4$, то входное реактивное сопротивление нижней и верхней частей антенны имеют индуктивный и соответственно емкостный характер, и по входному сопротивлению в точке 1 антенна эквивалентна параллельному контуру. Подбором величины l_1 обеспечивается наилучшее согласование с фидером питания. Распределение токов таково, что частично ослабляет излучение антенны, поэтому шунт следует делать минимальных размеров. Классическая реализация шунтового питания - гамма согласование.

Различные типы укороченных антенн

Предлагаемые методики расчета позволят радиолюбителю самостоятельно конструировать вертикальные антенны сравнительно небольших размеров, по эффективности мало уступающие полноразмерным. Перед этим необходимо рассмотреть какими характеристиками обладает четвертьволновый вертикал, чтобы иметь возможность сравнивать эффективность укороченных антенн с полноразмерными.

Рассчитаем характеристики четвертьволнового вертикала на диапазон 80 метров. Среднюю частоту f выберем равной 3,575 мГц, а средний диаметр излучателя d = 60 мм. По формуле:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

определим длину волны, соответствующую выбранной частоте f и ориентировочную длину вертикала: λ= 300/3,575 = 83,92 м; $\lambda/4$ = 83?92 / 4 = 20,98 м.

По графику на рис. 6.24 определим коэффициент укорочения k для заданного диаметра d и посчитанной длины вертикала. Умножив найденное значение k = 0,967 на длину четверти волны получим длину $\lambda/4$ вертикала на заданную частоту - 20,29 метров. Электрическая длина четвертьволнового вертикала равна 90°. Его сопротивление излучения R_{rad} можно определить по формуле (6.8) или найти в таблице (6-2). Для случая φ = 90° R_{rad} = 36,6 Ом. На величину сопротивления потерь R_{loss} основное влияние оказывает сопротивление потерь системы «земля – противовесы» R_g. Величина R_g зависит от числа и протяженности радиальных проводников, образующих систему противовесов и проводимости почвы. Условия для размещения противовесов у большинства радиолюбителей таковы, что редко удается достичь значения R_g менее 15 Ом, особенно на НЧ диапазонах.

По формуле

$$\eta = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{потерь}}$$

определим КПД рассматриваемой антенны, считая, что значение $R_{пот}$ определяется величиной $R_{пот}$=15 Ом:

$$\eta = 36{,}6/(36{,}6+15) = 71\ \%$$

Входное сопротивление четвертьволнового вертикала имеет чисто активный характер (для φ=90° реактивная часть входного сопротивления X=0) и определяется по формуле (6.7):
R=36,6+15=51,6 Ом.

Рассчитанные характеристики представлены на рис. 6.37, где показаны параметры различных типов укороченных антенн и кривые распределения тока.

l, м	20,29	10,15	10,15	10,15
R_g, Ом	15	15	15	15
Rc, Ом	-	2	-	-
R, Ом	51,6	23,28	23,1	33,3
η	71%	27%	35%	55%
dB	0	-4,1	-3	-1,1

Рис. 6.37. Сравнительная характеристика различных типов укороченных вертикалов.

Вертикальные антенны с удлиняющей катушкой

Этот тип укороченных антенн широко используется в качестве портативных автомобильных антенн на 27 МГц. В радиолюбительской практике такие антенны находят применение на НЧ диапазонах, обеспечивая удовлетворительные показатели при относительно небольших размерах. На рис. 6.38

показана схема антенны с удлиняющей катушкой. В зарубежных источниках такие вертикалы имеют название «base loaded verticals».

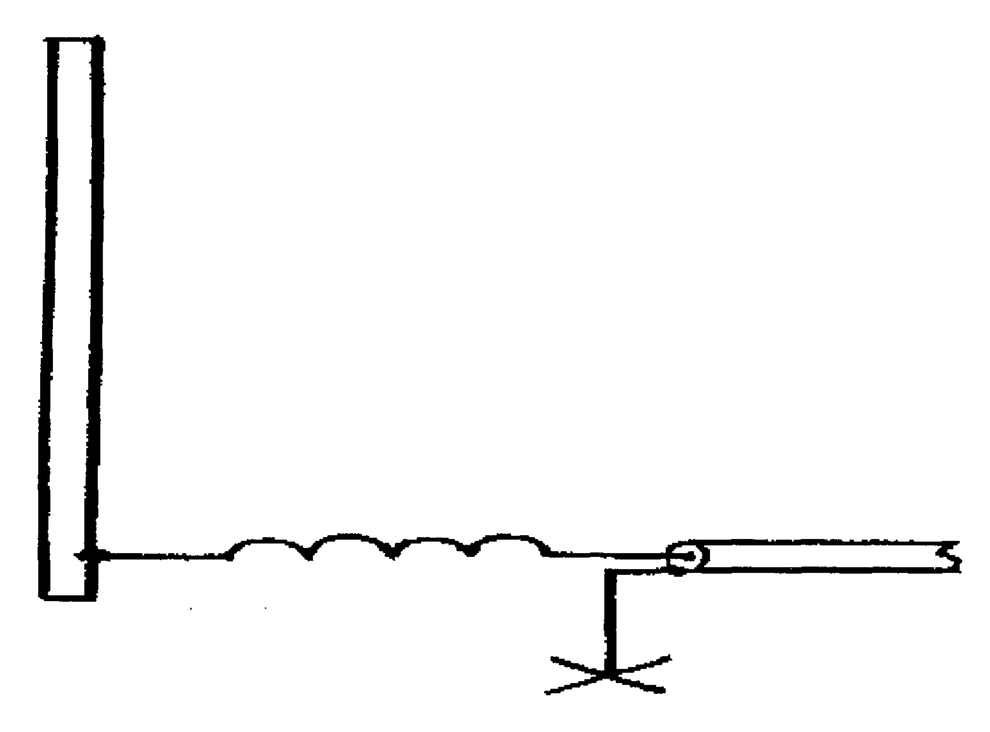


Рис. 6.38. Конструкция антенны с «удлиняющей» катушкой.

«Удлиняющая» функция катушки индуктивности L заключается в компенсации реактивной части входного сопротивления укороченного вертикала, которая для случая φ имеет емкостный характер. Реактивная часть сопротивления системы «излучатель + индуктивность» обращается в 0 и ее электрическая длина становится равной 90°(λ/4). Требования, предъявляемые к катушкам индуктивности, являются весьма жесткими, она должна иметь высокую добротность и выдерживать большие рабочие напряжения.

Сопротивление потерь $R_{пот}$ для такого типа антенн имеет кроме R_g еще одну составляющую - сопротивление потерь катушки индуктивности R_c:

$$R_{пот} = R_g + R_c \qquad (6.9)$$

Значение R_c определяется по формулам:

$$R_c = \frac{X_L}{Q} \qquad (6.10)$$

$$X_L = 2\pi f L \qquad (6.11)$$

где X_L - индуктивное сопротивление катушки, Ом; f - частота, МГц; L - индуктивность катушки, мкГн.

Для расчета значения индуктивности «удлиняющей» катушки при заданных: резонансная частота f, диаметре излучателя d и его длине l, можно воспользоваться следующей методикой:

1. Определить отношение d/l и соответствующей ему коэффициент укорочения k (рис. 6.24).
2. Пользуясь формулой

$$\varphi = \frac{l}{\lambda}360$$

можно определить физическую длину излучателя в градусах - φ'

3. Рассчитать электрическую длину вертикала с учетом коэффициента укорочения по формуле

$$\varphi = \frac{\varphi'}{k}$$

4. По найденному отношению d/l определить характеристическое сопротивление эквивалентной линии Z_o по формуле

$$Z_0 = 60\left[\ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1\right]$$

где l – длина излучателя, метры; d – средний диаметр излучателя, метры; или графику на рис. 6.28.

5. Для рассчитанного значения Z_0 определить реактивную часть входного сопротивления вертикала X по формуле

$$X = -\frac{Z_0}{tg\varphi}$$

где X - реактивная часть входного сопротивления, Ом; φ - электрическая длина антенны, градусов; или графику на рис. 6.29.

6. Значение индуктивности «удлиняющей» катушки L находится по формуле:

$$L = \frac{|X|}{2\pi f} \qquad (6.12)$$

L - мкГц, f - МГц

Для примера рассчитаем значение индуктивности для вертикала длиной L=10,15 м, диаметром d=30 мм на частоту f=3,575 МГц:

1. d/l = 0,03/10,15 = 0,0029; k =0,967
2. φ' = (10,15 / 83,91)360° = 43,54°
3. φ = 43,54°/0,967 = 45°
4. Z_0 = 373 Ом
5. φ = 45°, X/Z_0 = 1, X = - j373 Ом
6. L = 373 / (2 × 3,14 × 3,575) = 16,6 мкГн

Для расчета основных характеристик антенны необходимо знать величины R_g и R_c, R_g примем, как и в предыдущем примере, равным 15 Ом. Предположив, что удалось изготовить катушку с добротностью Q=200, по формулам (6.10 и 6.11) определим значение сопротивления потерь катушки. Найденное значение R_c составит порядка 2 Ом. Сопротивление излучения R_{rad} для φ=45° определяется по формуле (6.8) или таблице (6-2). Определив по формуле (6.9) сопротивление потерь R_{loss}, по формуле

$$\eta = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{потерь}}$$

найдем КПД антенны. Низкое значение $R_{изл}$=6,28 Ом определяет невысокий КПД - 27%. Для оценки проигрыша в эффективности по с равнению с полноразмерным вертикалом можно воспользоваться формулой:

$$dB = 10 \cdot \log\left(\frac{\eta_1}{\eta_2}\right) \qquad (6.13)$$

где η_1 и η_2 - КПД сравниваемых антенн. Проигрыш составляет 4,2 dB. Следствием низкого сопротивления излучения является узкополостность вертикала с «удлиняющей» катушкой. Формула

$$\Delta f = f\frac{R_{изл} + R_{пог}}{Z_0} \qquad (6.14)$$

позволяет оценить относительное уменьшение полосы пропускания в 2 раза по сравнению с полноразмерным четвертьволновым вертикалом. Входное сопротивление определяется по формуле (6.7) и равно 23 Ом, что требует дополнительного согласования с коаксиальным кабелем.

Итак, становится очевидным, что единственный путь улучшения характеристик антенны заключается в увеличении сопротивления излучения. Оно, в свою очередь, зависит от величины площади под кривой распределения тока. В случае использования «удлиняющей» катушки (рис. 6.37) позволяет увидеть, что площадь под кривой является минимальной при заданной длине вертикала и синусоидальном законе распределения. Последующие типы укороченных вертикалов имеют более оптимальное распределение тока и, как следствие, более высокое сопротивление излучения при той же физической длине излучателя.

Вертикальные антенны с «удлиняющей» линией

Конструкция антенн с «удлиняющей» линией была предложена Д.Деволдером (ON4UN). Как видно из рис. 6.38 эта антенна имеет особенность, состоящую в применении в качестве «удлиняющего» элемента так называемой «linear loading line» . Общая длина линии равна разнице между длиной четверти волны и электрической длиной излучателя.

Точная настройка антенны в резонанс достигается изменением длины линии. Конструктивно «Linear loading line» может быть выполнена в виде двух труб меньшего диаметра, чем излучатель, закрепленных параллельно последнему при помощи изоляторов. Сверху эти две трубы соединяются металлической перемычкой, перемещением которой можно настраивать антенну в резонанс. Размер S составляет 100 - 300 мм, при этом больший размер соответствует диапазону 160 метров, меньший - 40 метров.

Распределение тока вдоль излучателя отличается от синусоидального. От вершины излучателя до точки А оно происходит по синусоидальному закону. От точки А до основания распределение тока формируется путем сложения трех значений тока, соответствующих участкам АВ, ВС, CD. При этом значение тока на участке ВС имеет обратный знак, т.к. направление тока на этом отрезке противоположное. Сравнивая распределение тока, можно заметить, что для антенн с "linear loading line" площадь под кривой больше чем у антенн с "удлиняющей" катушкой, и значит значение сопротивления излучения $R_{изл}$ таких антенн будет выше. Значение $R_{изл}$ для различных длин излучателя можно определить по графику на рис. 6.39.

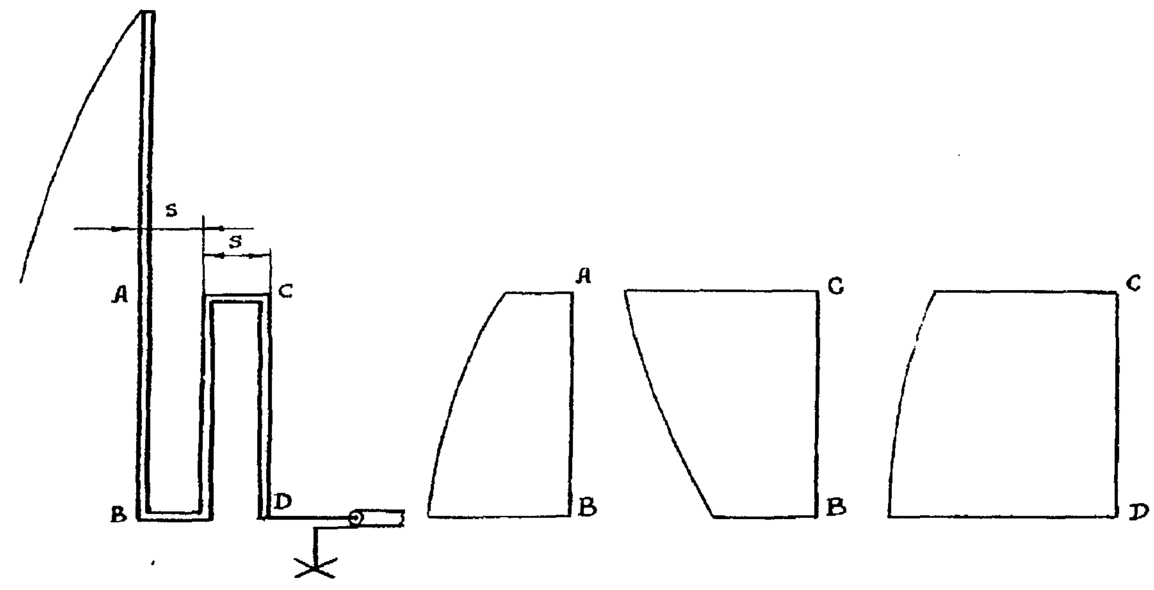


Рис. 6.38. Конструкция вертикала с «linear loading line» и распределение тока

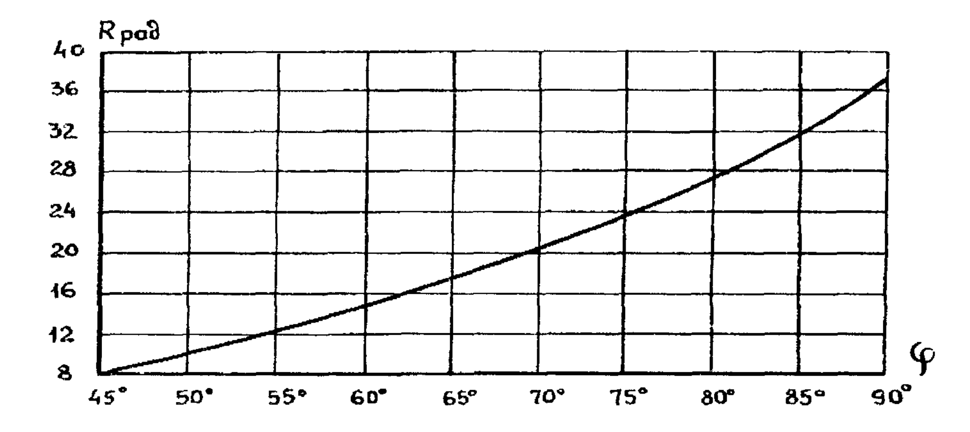


Рис. 6.39. Зависимость R_{rad} от электрической длины излучателя при применении «liner loading line».

Потери в «linear loading line» по сравнению с потерями в «удлиняющей» катушке настолько малы, что ими можно пренебречь при расчете параметров антенны.

Сравним характеристики описываемой антенны с характеристиками предыдущих. За основу возьмем излучатель длиной l=10,15 м и диаметром d=30 мм, частота f=3,575 МГц. Электрическая длина излучателя с учетом коэффициента укорочения φ =45°. По графику на рис. 6.39 определим значение сопротивления излучения:

$R_{изл}$ = 8,1 Ом.

По уже известной методике рассчитаем КПД и входное сопротивление. Величина сопротивления потерь определяется только значением R_g. Приняв как и ранее R_g = 15 Ом, определим по формуле

$$\eta = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{потерь}}$$

КПД антенны. КПД вертикала с «linear loading line» заметно выше, чем у антенн с «удлиняющей» катушкой – 35 %.Однако, по сравнению с полноразмерным, проигрыш в эффективности все-таки значителен – 3 dB. Полоса пропускания рассматриваемого типа антенн такая же, как и для случая с «удлиняющей» катушкой. Это связано с тем, что хотя $R_{изл}$ и увеличилось, но уменьшилось значение

сопротивления потерь, куда теперь не входит R_c. Поскольку общая электрическая длину излучателя и линии составляет 90° , входное сопротивление имеет активный характер и определяется по формуле (6.7). Входное сопротивление равно 23 Ом, т.е. по прежнему стоит проблема дополнительного согласования.

Многодиапазонные антенны с емкостной нагрузкой

Разработку многодиапазонных антенн с емкостной нагрузкой можно разбить на несколько этапов, Сначала необходимо выбрать приоритетный диапазон и предполагаемую электрическую длину, которая будет достигнута путем электрического удлинения. После этого необходимо найти диаметр емкостной нагрузки для получения требуемого удлинения. Затем, когда конструкция антенны определена, можно рассмотреть ее характеристики на других диапазонах, Заключительный этап - выбор правильной схемы согласования для каждого диапазона.

При проектировании многодиапазонных конструкций возникают трудности с реализацией диапазона 160 метров. Частота с хорошими характеристиками на 40 и 80 метров на 160 метровом диапазоне имеет электрическую длину меньше 90°. Выходом из положения служит комбинирование емкостной нагрузки с «удлиняющей» катушкой или «linear loading line».

Рассмотрим методику расчета многодиапазонных вертикалов на примере. На базе излучателя с длиной l=18 м и средним диаметром d=60мм разработаем вертикальную антенну для работы на диапазонах 40,80 и 160 метров, В качестве приоритетного выберем диапазон 40 м. По формуле 2.1 определим физическую длину излучателя в градусах для частоты 7.050 МГц - 152°. Применив емкостную нагрузку, можно электрически удлинить излучатель до 5/8λ (255°). Ниже приведены промежуточные результаты вычислений.

1. $d/l = 0{,}003,\ \ k = 0{,}966,\ \ \varphi = 157^\circ,\ \ Z_0 = 365\ \ Ом$

2. $\theta = 225^\circ - 157^\circ = 68^\circ$

3. $D = 432\ \ см$

После того, как диаметр емкостной нагрузки определен, необходимо найти электрическую длину излучателя с емкостной нагрузкой на диапазонах 80 и 160 м. Ниже приведены результаты расчетов для каждого диапазона.

1. $d/l = 0003,\ \ k = 0{,}996,\ \ \varphi'80 = 77{,}8^\circ,\ \ \varphi'160 = 40^\circ \cdot \varphi'80 = 80{,}5,\ \ \varphi160 = 41{,}4^\circ$

2. $m = 1{,}2$

3. $D' = 432/1{,}2 = 360\ \ см$

4. $\theta80 = 51{,}5^\circ,\ \ \theta160 = 33{,}6^\circ$

5. $\varphi80 = 80{,}5 + 51{,}5 = 132^\circ,\ \ \varphi160 = 41{,}4 + 33{,}6 = 75^\circ$

Таким образом, на диапазоне 80 метров рассматриваемая вертикальная антенна с емкостной нагрузкой имеет электрическую длину 132°, (3/8λ), а на 160 метров - 75°. Можно применить «linear loading line» в качестве дополнительного «удлиняющего» элемента для достижения общей электрической длины 90°(λ/4) на 160 метров. Электрическая длина линии должна составлять 15°, что соответствует 6,75 метрам на частоте 1,850 МГц. Таким образом, «linear loading line» может состоять из двух трубок с длиной 3 метра каждая. Входное сопротивление (импеданс) определяется по уже описанным выше методикам. В таблице 6-3 приведены характеристики разработанной антенны.

ТАБЛИЦА 6-3

Диапазон	φ°	$R_{изл}$, Ом	R_g, Ом	$Z = R + jX$
160 м	90°	12	20	32
80 м	132°	38,5	38,5	150 + j 329
40 м	225°	20,5	20,5	39 – j 356

Сопротивление потерь системы противовесов уменьшается с увеличением частоты, так как увеличивается электрическая длина используемых противовесов. Данные, приведенные в таблице, соответствуют системе из 30 противовесов длиной 12 метров над хорошо проводящей «землей». Последний этап разработки антенны - выбор оптимальных параметров согласующего устройства для каждого диапазона.

Защита антенны от внешних воздействий

Противовесы и сам штырь должны быть покрыты защитной краской. Это необходимо для того, чтобы материал, из которого выполнена антенна, не окислялся. Окисление вибраторов приводит в негодность антенну по следующим причинам:

1. Тонкая пленка окисла имеет значительное сопротивление, а так как на ВЧ сильно выражен поверхностный эффект, то энергия передатчика поглощается и рассеивается в тепло этой пленкой.

2. Как правило, эта пленка является полупроводником, что дает возможность антенне излучать как гармоники основной частоты сигнала (nf, где n - целое), так и ряд комбинационных частот, типа ($nf1+nf2$), где n - целое $f1$ - частота передатчика, $f2$ - любой другой мощный ВЧ сигнал, как то сигнал местного телецентра, соседнего ведомственного передатчика и т.д.

Крайне желательно использовать для этого радиокраску (ту , которой красят локаторы на аэродромах, кораблях и т.д.). Обычная краска содержит частички красителя, поглощающие ВЧ энергию. Но в крайнем случае можно использовать обычную краску.

Диаграммы направленности штыревых антенн

Многих интересует, как влияет высота подъема штыря на его диаграмму направленности зависит ли его сопротивление от высоты подвеса. В преддверии всего этого, следует познакомить Вас с важнейшим результатом . Он заключается в том, что распределение токов в штыре не зависит от высоты его подвеса при наличии идеальной земли. Это очень важный результат. Практически это означает, что на какой бы высоте штырь не находился, его сопротивление будет постоянным рис. 6.40. Но это частный случай более общего решения. Общий результат решения показывает, что если штырь настроен в резонанс, то его нижний конец можно заземлить При этом его можно питать в любой точке рис. 6.41.

Рис. 6.40

Рис. 6.41*а*

Рис. 6.41*б*

Рис. 6.41*в*

На результатах этого важного вывода и созданы штыревые антенны (флаг - антенны, мачта - антенны) нижний конец которых соединен с «землей» и которые питаются через гамма-согласование или каким-либо способом, более удобным в данном случае.

Рис. 6.42. Диаграммы направленностей полуволнового симметричного вибратора расположенного над землей

Диаграммы направленностей $\lambda/4$ приведены на рис. 6.42. Из этого рисунка видно, что чем выше поднимается антенна, тем положе угол излучения к горизонту. Это объясняется тем, что происходит сложение излученной штырем волны и волны, отраженной от земли. Естественно, что если почва обладает плохими проводящими свойствами, то диаграмма направленности будет близка к диаграмме направленности штыря над землей. Поднимать антенну на высоту более длины волны не имеет смысла, т.к. при этом уже не происходит уменьшения угла излучения, а только начинают дробиться верхние боковые лепестки.

При поднятии на высоту штырей длиной более $\lambda/4$ результат будет такой же. На рис. 6.43 приведены диаграммы направленности штырей разной длины, размещенных над землей.

Следует запомнить еще одну интересную особенность штырей, высота которых равна λ и более. Такие антенны в профессиональной связи используются как антифединговые. Для радиолюбителей это означает, что такая антенна будет принимать без проблем сигнал, приходящий с замираниями на $\lambda/4$ штырь или диполь.

Согласование штыревых антенн

Как неоднократно отмечалось, для успешной работы штыревая антенна должна быть согласована. Несмотря на все кажущееся разнообразие согласующих устройств и штырей, их можно разбить на 3 группы.

1. Штырь согласованный, электрическая длина $\lambda/4$ (рис. 6.44*а*).
2. Штырь с электрической длиной больше требуемой (рис. 6.44*б*). Эту длину убирают с помощью емкости.
3. Штырь длиной меньше $\lambda/4$ (рис. 6.44*в*). Недостающую длину добавляют катушкой индуктивности.

Для практики необходимо помнить, что конденсатор и катушка должны иметь максимально возможную добротность, а также желательно, чтобы ТКЕ и ТКИ были как можно лучше. Обычно емкость укорачивающего конденсатора может быть в пределах 100 пФ на 28 - 18 и более на НЧ

диапазонах, параметры удлиняющей катушки - единицы микрогенри до 21 МГц, десятки - до 3,5 МГц. Обычно точно определить теоретически их значение трудно, т.к. в этом случае происходит влияние и коэффициента укорочения вибратора, и влияние торцевых емкостей, земли и массы других параметров, и их подбирают экспериментально.

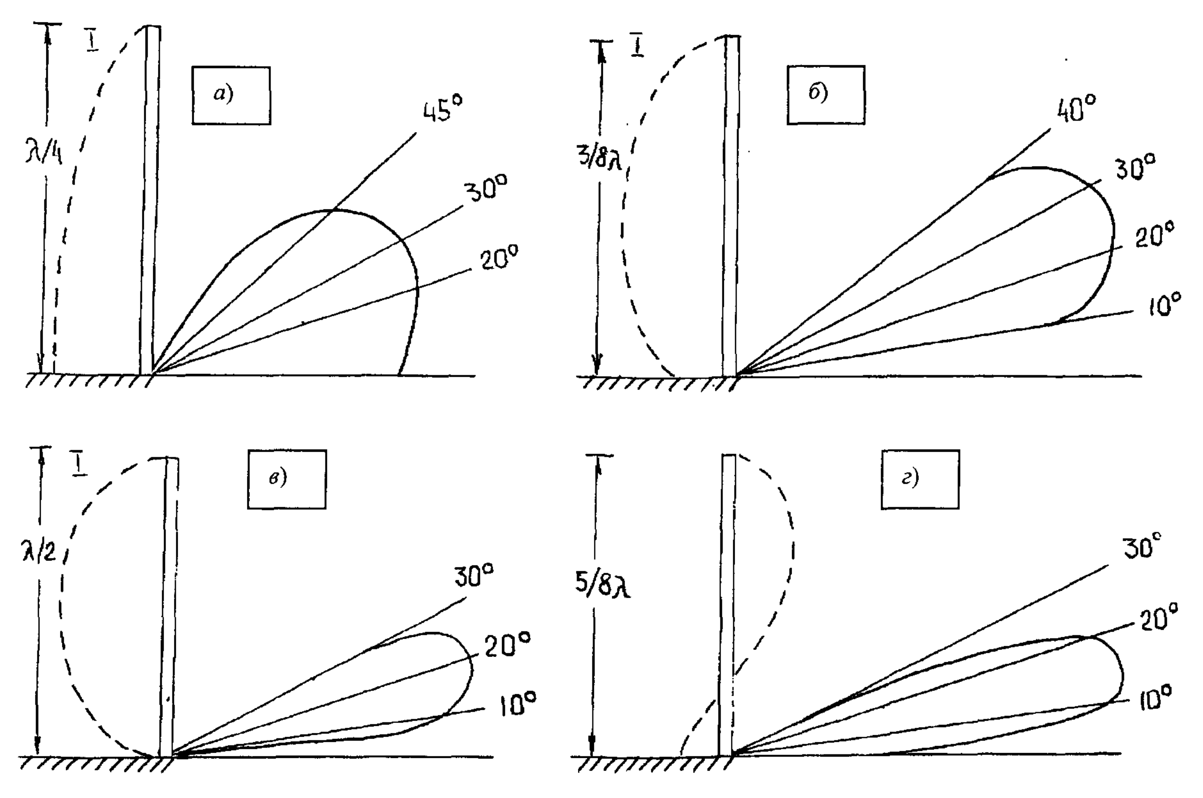


Рис. 6.43. Диаграммы направленности штырей разной длины, размещенных над землей

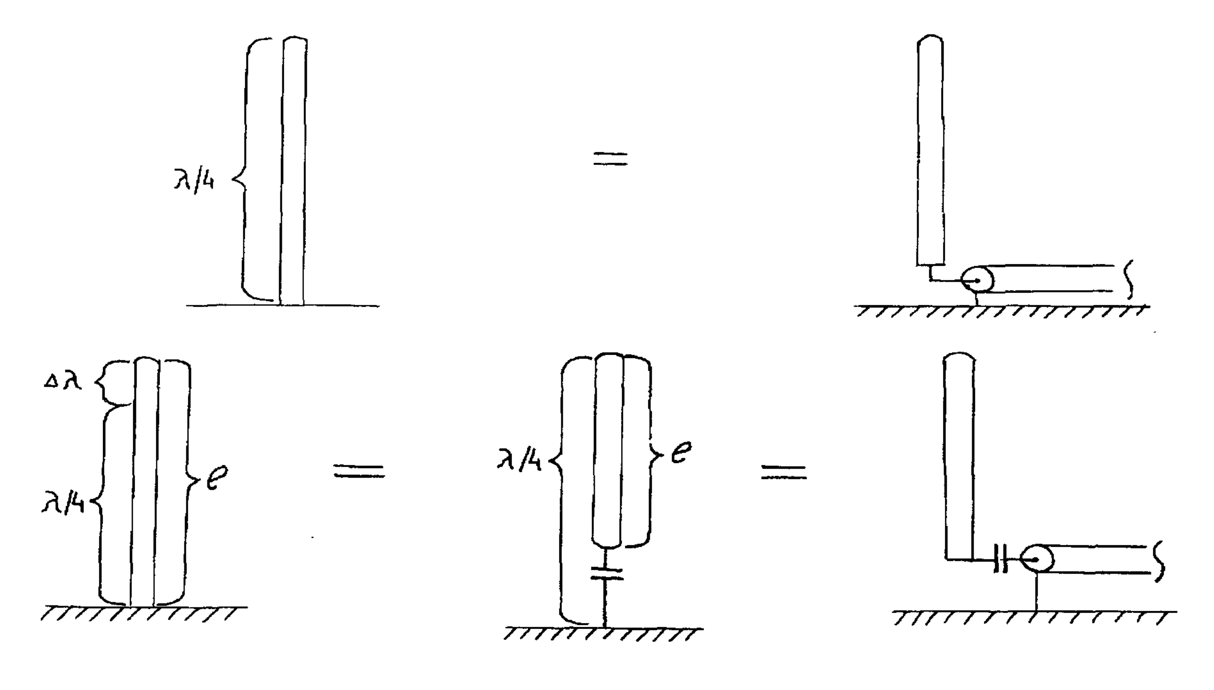


Рис. 6.44.

Среди существующих типов согласующих устройств наиболее широкое использование находят так называемые L - цепи. Они содержат минимум элементов (конденсатор и катушка индуктивности), простоты в изготовлении и настройке. Для согласования с антенной, у которой активная часть входного сопротивления больше волнового сопротивления кабеля, применяют схему L - цепи, приведенную на рис. 6.45*а*, в противном случае используют схему 6.45*б*.

В таблице 6-4 приведены индуктивное (числитель) - XL и емкостное (знаменатель) - X_c сопротивление элементов L - для согласования антенн с различным комплеклсны сопротивлением с 50 омным кабелем.

Для того, чтобы определить значение индуктивности L - в мкГн и емкости C в пФ, необходимо воспользоваться формулами:

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (6.15)$$

$$L = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_c} \quad (6.16)$$

где f - резонансная частота антенны, МГц.

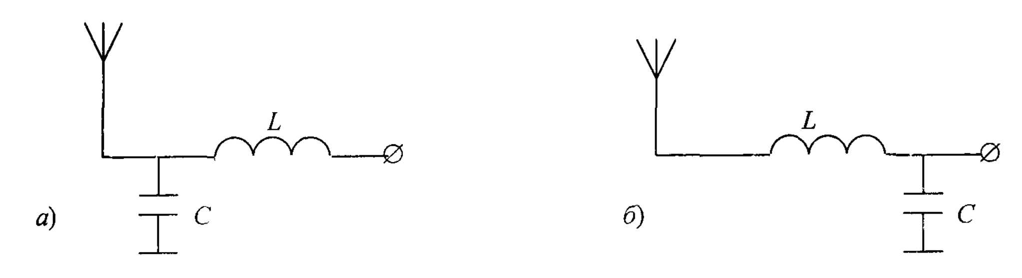


Рис. 6.45. Схемы согласующей L - цепи

Для согласования антенн с очень высоким входным сопротивлением применение L - цепей нецелесообразно. Такая ситуация имеет место для вертикалов с длиной близкой к λ/2. В этом случае обычно используется согласующее устройство на основе параллельного контура.

Пользуясь, значениями импеданса антенны на различных диапазонах из таблицы 6-3, рассчитаем значение L и C согласующего устройства. Определив по таблице величины индуктивного и емкостного сопротивления L - цепи по формулам 6.15. и 6.16 найдем значение L и C. Поскольку параметры элементов согласующего устройства изменяются в процессе настройки, приведенные в таблице значения активной реактивной части входного сопротивления даны с некоторым шагом. При расчете необходимо выбрать ближайшие к импедансу антенны величины.

ТАБЛИЦА 6-4

R \ X	0	- 25	- 75	-125	-175	- 225
2,5	10,89/11,47	34,38/11,47	84,8/11,47	135,2/11,47	185,6/11,47	233,7/11,47
7,5	17,85/21,02	41,25/21,02	91,68/21,02	142,1/21,02	192,5/21,02	240,6/21,02
12,5	21,65/28,89	45,84/28,89	96,68/21,02	144,3/28,89	194,8/28,89	245,2/28,89
17,5	23,84/36,72	48,13/36,72	98,55/36,72	146,6/36,72	197,1/36,72	247,5/36,72
22,5	24,87/45,25	48,13/45,25	98,55/45,25	148,9/45,25	199,4/45,25	247,5/45,25
27,5	24,87/55,36	48,13/55,56	98,55/55,36	98,55/55,36	199,4/55,36	247,5/55,36
32.5	23,84/68,27	48,13/68,27	98,55/68,27	146,6/68,27	197,1/68,27	247,5/68,27
37,5	21,65/86,73	45,84/86,73	96,26/86,73	144,3/86,73	194,8/86,73	245,2/86,73
42,5	17,85/119,2	47,25/199,2	91,68/119,2	142,1/119,2	192,5/119,2	240,6/119,2
47,5	11,35/218,2	34.38/218,2	84,8/218,2	135,2/218,2	185,6/218,2	233,7/218,2
52,5	11,18/234,7	25,21/1090	73,34/3116	121,4/5453	169,6/72,71	217,7/10907
57,5	19,36/148,5	29,79/400,2	71,05/1064	116,8/1745	162,7/25,66	208,5/33,56
62,5	25,01/125,2	32,08/269,3	71,05/661	112,3/1090	158,1/15,04	201,6/19,83
67,5	29,58/114,1	34,38/212.8	68,76/490,2	110/793,2	151,2/11,18	194,8/14,07
72,5	33,54/108,1	38,96/183,3	68,76/396,6	107,7/632,3	158,9/872,6	187,9/11,18
77,5	37,08/104,5	47,25/164,6	68,6/338,2	105,4/532	144,3/739,4	203,9/1028
82,5	40,31/102,3	43,84/152,5	68,76/296,8	103,1/464,1	139,8/632,3	178,7/807,9
87,5	43,31/101,1	45,84/143,9	71,05/267,6	103,1/411,6	137,5/559,3	174,1/715,2
92,5	46,09/103	48,13/137,6	71,05/245,1	100,8/372,9	135,2/507,3	169,6/641,6
97,5	48,73/100,1	48,13/133	71,05/228,4	100,8/343,5	132,9/464,1	183,3/651,1

ТАБЛИЦА 6-4 (продолжение)

R \ X	-275	-325	-375	-425	-475	-525
2,5	284,2/11,47	334,6/11,47	385,1/11,47	435,5/11,47	487,6/11,47	534/11,47
7,5	291,1/21,02	341,5/21,02	392/21,02	442,3/21,02	490,5/21,02	540,9/21,02
12,5	295,6/28,89	346,1/28,89	394,2/28,89	444,6/28,89	495,1/28,89	445,5/28,89
17,5	297,9/36,72	348,3/36,72	386,5/36,72	446,9/36,72	497,3/36,72	547,7/36,72
22,5	297,9/45.25	348,3/45,25	398,5/45,25	449,2/45,25	497,3/45,25	547,7/45,25
27,5	297,9/55,36	348,3/55,36	398,5/55,36	449,2/55,36	497,3/55,36	547,7/55,36
32,5	297,9/68,27	348,3/68,27	396,5/68,27	446,9/68,27	497,3/68,27	547,7/68,27
37,5	295,6/86,73	346/86,73	394,2/86,73	444,6/86,73	495,1/86,73	545,4/86,73
42,5	291,1/119,2	341,5/119,2	391,9/119,2	442,3/119,2	490,4/119,2	540,9/119,2
47,5	284,2/218,2	334,6/218,2	385,1/218,2	435,5/218,2	483,6/218,2	534,1/218,2
52,5	268,1/14543	316,2/14543	364,4/21815	412,6/21815	462,9/21815	511,1/21815
57,5	256,7/3966	302,5/4847	348,3/5453	396,5/6232	442,3/7271	488,1/8726
62,5	245,2/2423	291,1/2908	334,6/33,56	380,5/3635	424,1/4363	469,9/4847
67,5	238,3/1745	279,6/2077	323,2/2423	366,7/2726	407,9/3116	451,5/3356
72,5	229,2/1363	265,8/1454	307,1/1678	348,3/19,83	387,3/2181	428,6/2423
77,5	222,3/1148	261,2/1363	302,5/1558	341,5/1745	382,7/1983	421,7/2181
82,5	215,4/991,5	254,4/1179	293,3/1363	332,3/1504	371,3/1678	410,2/1896
87,5	210,8/872,6	247,5/1038	286,5/1179	323,1/1363	359,8/1504	398,8/1678
92,5	206,2/779,1	242,9/928,2	277,3/1064	314,1/1211	350,6/1363	387,3/1504
97,5	201,6/715,2	236,1/839	272,7/969,5	307,1/1090	341,5/1211	378,2/1363

ТАБЛИЦА 6-4 (продолжение)

R \ X	0	25	75	125	175	225
60	22,36/134,2	39,09/65,9	71,05/56,44	116,9/71,76	162,7/91,66	208,6/113,3
70	31,62/110,6	36,67/69,69	71,05/59,68	110,1/72,59	151,3/90,7	194,8/110,7
80	38,72/103,3	43,54/73,32	71,05/63,05	105,4/73,82	144,3/90,33	183,4/109,1
90	44,72/100,6	48,13/76,81	71,05/66,51	103,1/75,35	137,5/90,33	174,2/107,9
120	59,16/101,4	61,88/86,22	75,64/76,54	100,8/81,25	128,4/92,44	158,1/106,9
150	70,71/106,1	71,05/94,64	82,51/85,88	100,8/87,96	123,8/96,31	148,9/107,9
180	80,62/111,6	82,51/102,2	89,39/94,23	105,4/94,84	123,8/100,9	144,4/110,7
210	89,44/117,4	89,38/109,3	96,26/102,1	107,7/101,7	123,8/106,4	142,1/114,2
240	97,46/123,1	98,56/116,1	103,1/109,3	112,3/108,5	126,1/111,9	142,1/118,2
270	104,9/128,7	105,4/122,2	110,1/110,1	119,2/114,8	130,6/117,3	144,4/122,6
300	111,8/134,2	112,3/128,3	116,9/122,6	123,8/121,2	132,9/122,9	144,4/127,2
330	118,3/139,5	119,2/133,8	121,5/128,7	128,4/126,8	137,5/128,3	148,9/131,8
360	124,5/144,6	126,1/139,3	128,4/134,7	132,9/132,6	142,1/133,4	151,3/136,3
390	130,4/149,5	130,6/144,5	132,9/139,8	137,5/138,1	144,4/138,5	153,6/141,2
420	136,1/154,3	137,5/149,4	139,8/145,4	144,4/143,5	148,9/143,5	158,1/145,9
450	141,4/159,1	142,1/154,7	144,4/150,4	148,9/148,4	153,6/148,4	160,4/150,4
480	146,6/163,7	146,7/159,2	148,9/155,2	153,6/155,3	158,1/153,1	165,2/154,7
510	151,7/168,1	153,6/164,1	153,6/160,4	158,1/158,1	162,7/158,1	167,3/159,2
540	156,5/172,5	158,1/168,4	158,1/164,6	162,7/162,8	167,3/162,8	171,9/163,4
570	151,2/176,8	162,7/172,4	162,7/169,1	167,3/167,1	169,6/167,1	176,5/167,8

ТАБЛИЦА 6-4 (продолжение)

R \ X	275	325	275	425	475	525
60	254,4/135,4	300,2/158,1	346,1/181,1	391,9/204,8	424/234,6	485,9/250,7
70	236,1/131,8	279,6/153,6	320,9/175,2	364,4/197,4	407,9/219,2	449,2/242,4
80	222,3/129,1	261,2/149,4	302,5/170,4	341,5/191,3	380,5/212,8	421,7/234,6
90	210,9/126,8	247,5/146,4	286,5/166,5	323,2/186,4	359,8/206,8	398,8/227,2
120	187,9/122,9	220/139,8	252,1/157,5	284,2/175,2	316,3/193,9	348,4/212,8
150	174,2/121,8	201,7/136,7	229,2/152,5	256,7/168,4	286,5/184,8	314/202
180	167,3/122,6	190,2/135,5	215,4/149,4	240,7.164	265,9/179,5	291,1/194,8
210	162,7/124,3	183,4/135,9	206,3/148,4	226,9/161,6	249,8/175,9	272,7/189,7
240	160,4/126,8	178,8/137,2	199,4/148,4	217,7/160,4.	240,7/173,1	261,2/186,5
270	158,1/129,9	176,5/138,9	194,8/149,4	213,2/160,4	231,5/171,7	252,1/184,1
300	160,4/133,4	174,2/141,7	.190,2/150,9	208,6/160,9	224,6/171,8	242,9/183,3
330	160,4/137,2	174,2/144,5	190,2/152,5	203,9/162,2	222,3/171,8	238,4/182,6
360	162,7/141,2	174,2/147,4	187,9/155,3	203,9/163,4	217,7/172,5	233,8/182,6
390	165,Г/145,4	176,5/150,9	187,9/157,5	201,7/165,3	215,4/173,8	231,5/182,6
420	167,3/149,4	176,5/154,2	187,8/160,4	201,7/167,8	215,4/175,9	229,2/184,1
450	169,6/153,6	178,8/158,1	190,2/163,4	201,7/170,4	213,1/177,4	226,9/185,7
480	171,9/157,5	181,1/161,6	192,5/166,5	201,7/172,4	213,1/179,5	226,9/187,3
510	176,5/161,6	183,4/165,2	192,5/169,8	203,9/175,2	213,1/181,8	224,6/188,8
540	178,7/165,8	185,7/169,1	194,8/173,1	203,9/178,1	215,4/184,1	224,6/190,5
570	181,1/169,8	190,2/172,5	197,1/176,6	206,3/181	215,4/186,5	226,9/193,1

Способы настройки в резонанс антенны длиной 5/8λ с коаксиальным кабелем

а) Вариант включения удлиняющей катушки в основании антенны.

б) Вариант включения удлиняющей катушки с боку антенны.

в) Вариант замкнутой петли.

д) Вариант согласования с помощью замкнутого реактивного шлейфа в виде отрезка коаксиального кабеля.

е) Согласование с помощью коаксиального реактивного согласующего шлейфа,

ж) Гамма-согласование излучателя 5/8λ с кабелем.

з) Вариант параллельного резонансного контура с согласующим звеном.

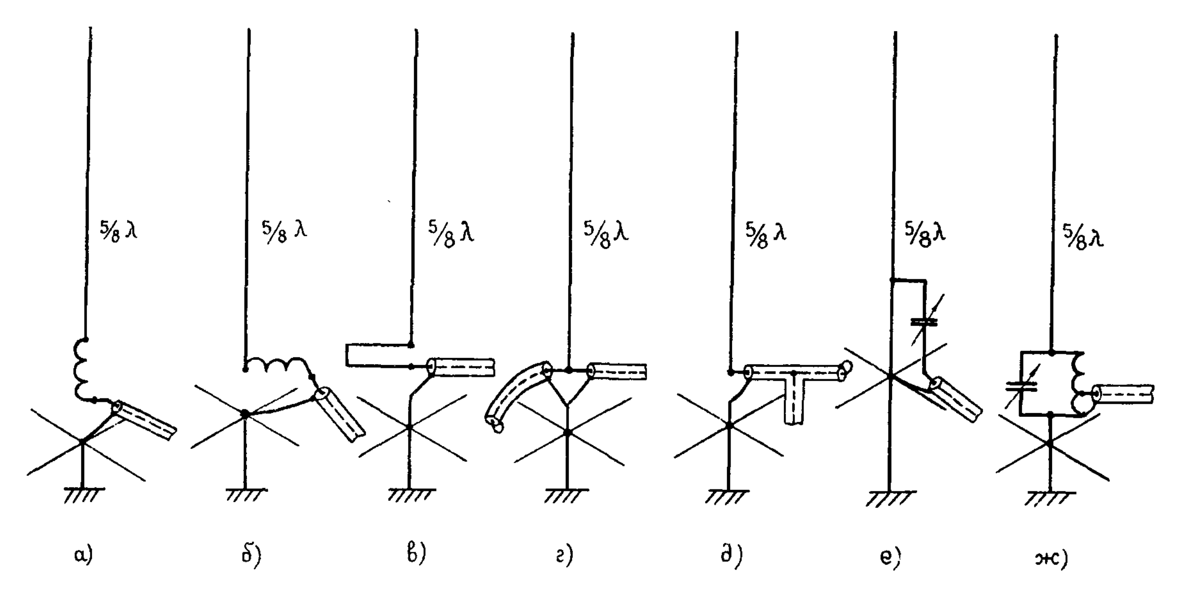


Рис. 6.46. Способы настройки в резонанс антенны длиной 5/8λ с коаксиальным кабелем

В таблице № 6-5 приведены значения индуктивности удлиняющей катушки для вибратора 5/8λ для различных значений отношения высоты к диаметру антенны.

ТАБЛИЦА 6-5

l/d	Индуктивность в μH				
	10-м	12-м	15-м	17-м	20-м
50	0,6	0,7	0,8	0,9	1,2
100	0,9	1,0	1,2	1,3	1,7
200	1,2	1,3	1,5	1,8	2,3
500	1,5	1,7	2,0	2,3	3,0
1000	1,7	1,9	2,3	2,6	3,4
2000	2,0	2,3	2,7	3,1	4,0
4000	2,3	2,6	3,0	3,5	4,5

В качестве примера на рис. 6.47. и таблице 6-6 приведены размеры для 5/8λ вертикалов для любительских диапазонов с коаксиальным реактивным согласующим шлейфом. Сопротивление кабеля ($R_{вол}$=50 Ом, $K_{ук}$= 0,66).

ТАБЛИЦА 6-6

	Размер в м			
	l	*R*	*A*	*B*
10	6,48	2,52	1,32	0,32
12	7,17	2,84	1,51	0,36
15	8,46	3,35	1,78	0,43
17	9,85	3,93	2,06	0,50
20	12,65	5,05	2,64	0,64

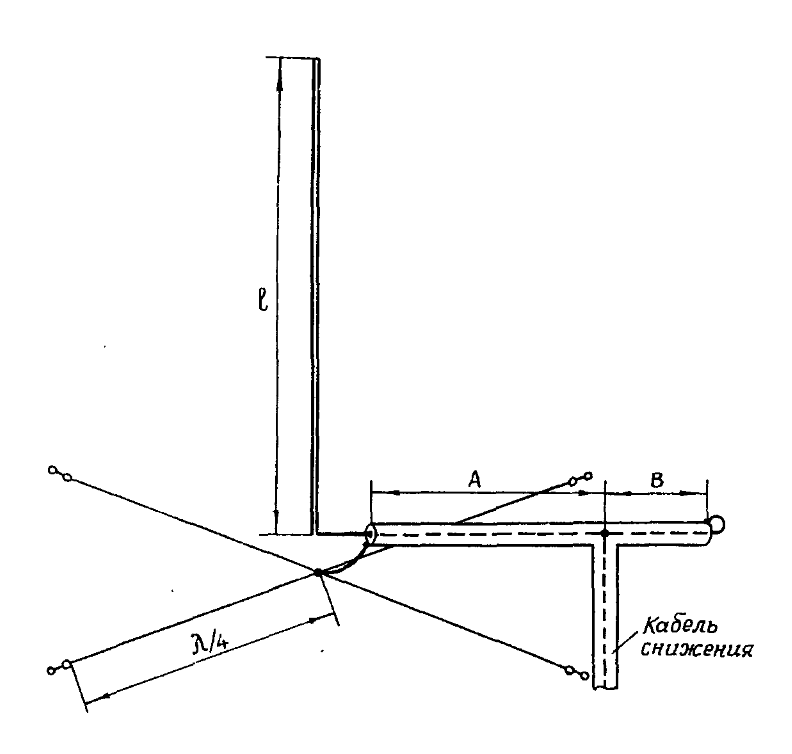


Рис. 6.47

Антенны с пониженным волновым сопротивлением

Для расширения рабочего диапазона частот вибраторных антенн необходим выбор такой формы и конструкции вибратора, чтобы отношение реактивной составляющей входного сопротивления антенны к активной в рабочем диапазоне частот было как можно меньше. Кривая реактивной составляющей входного сопротивления антенны в диапазоне частот будет тем более пологой, чем меньше волновое сопротивление антенны. Последнее может быть достигнуто путем увеличения поперечных размеров антенны (относительно ее длины).

Уменьшение волнового сопротивления вибратора сказывается не только на реактивной, но и на активной составляющей входного сопротивления антенны. Для оценки этого явления можно использовать понятие добротности антенны Q_A по аналогии с добротностью последовательного (в районе первого резонанса антенны) или параллельного (в районе второго резонанса) колебательных контуров.

Величина добротности вибратора вблизи первого резонанса может быть найдена из сопоставления выражений для входного сопротивления вибратора Z_A и последовательного контура Z_K при небольшой расстройке относительно резонансного значения

$$Q_{A\ пос} = \frac{\pi}{4}\frac{\rho}{R_A} \qquad (6.15)$$

Аналогичным образом может быть найдено значение эквивалентной добротности антенны в районе второго резонанса

$$Q_{A\ пар} = \frac{\pi}{4}\frac{\rho}{R_A} \qquad (6.16)$$

Из выражений 6.15 и 6.16 видно, что для получения максимально широкого диапазона рабочих частот вибратора его размеры и конфигурация должны выбираться из условия получения минимального отношения ρ / R_A. Так, например, для симметричного вибратора, работающего вблизи первого резонанса, отношение ρ / R_A будет минимальным при ρ=170 Ом. Для цилиндрических антенн это приблизительно соответствует отношению их длины к диаметру порядка 10.

На практике применяют диапазонные вибраторы различной конфигурации: цилиндрические, сфероидальные, конические и т.п.

Для уменьшения паразитной шунтирующей емкости в месте подключения фидера концы диапазонных вибраторов заостряют. В диапазоне КВ эти вибраторы выполнены не сплошными, а составляющими из нескольких проводов6 натянутых между основаниями в форме круга или многоугольника. Такой вибратор впервые был предложен С.И. Надеенко и носит его имя. Расчет статистической емкости многопроводного вибратора с радиусом R может быть осуществлен по формуле

$$C = 1{,}25\frac{\sigma \ l}{U_1 + U_2} = \frac{1{,}25l}{2\left(\ln\frac{l}{r} - \frac{l}{4h_B - 0{,}31}\right)}$$

При этом многопроводный вибратор заменяется эквивалентным цилиндрическим вибратором, радиус которого рассчитывается по формуле

$$R_{экв} = \sqrt[n]{\frac{nr}{R}}$$

Применяемые горизонтальные диапазонные вибраторы имеют радиус 0,5 - 0,75 м и составляются из шести – восьми проводов.

В настоящее время на некоторых радиостанциях применяется горизонтальная уголковая диапазонная шунтовая КВ - антенна (рис. 6.48) предложенная А.А.Тарнецким. Вибраторы уголковой антенны имеют коническую форму. Антенна питается двухпроводной открытой линией. В рабочем диапазоне частот к. б. в. в фидере не падает ниже 0,15. Антенна должна иметь в горизонтальной плоскости близкую к круговой диаграмму направленности.

Рис. 6.48. Схема уголковой шунтовой КВ – антенны.

Рис. 6.49. Схема несимметричного вертикального вибратора с пониженным волновым сопротивлением.

Основным фактором, ограничивающим возможности широкого применения шунтовых горизонтальных вибраторов в качестве широкополосных КВ - антенн, является трудность обеспечения интенсивного излучения под небольшими углами возвышения к горизонту при практически достижимых высотах их установки. Такие антенны могут устанавливаться и успешно эксплуатироваться лишь с высокими мачтами.

На рис. 6.49 показан вариант конструктивного выполнения несимметричного вертикального вибратора с пониженным волновым сопротивлением. Эта антенна свободна от упомянутого недостатка горизонтальных вибраторов в связи с тем, что ее диаграмма направленности в вертикальной плоскости для значений $l/\lambda \leq 0{,}5$ прижата к земле. На рис. 6.50*а*, показан еще один возможный вариант вертикальной антенны с пониженным волновым сопротивлением, приведены ее диаграммы направленности в вертикальной плоскости *б)* и кривая к. с. в. *в)*.

На рис. 6.51*а* приведен общий вид и указаны основные размеры дискоконусной широкополосной антенны. Конус состоит из 28 медных тросом, которые образуют с мачтой угол 30°. И опоясывающего их кольца. Диск образован десятью направленными вверх трубками, которые для жесткости скреплены кольцом. Рабочий диапазон частот антенн 5,5 - 22 МГц. Из рис. 6.51*б*, на котором приведена кривая к.с.в. антенны, видно, что в рабочем диапазоне частот к.с.в. менее 2.

Антенна с включенными в разрыв провода комплексными сопротивлениями

Включение сопротивлений Z в провод антенны вызвано стремлением улучшить ее согласование с фидером и повысить тем самым эффективность работы всего антенно-фидерного тракта в широком диапазоне частот. На рис. 6.52*а* показана общая схема антенны с включенными по ее длине комплексными сопротивлениями.

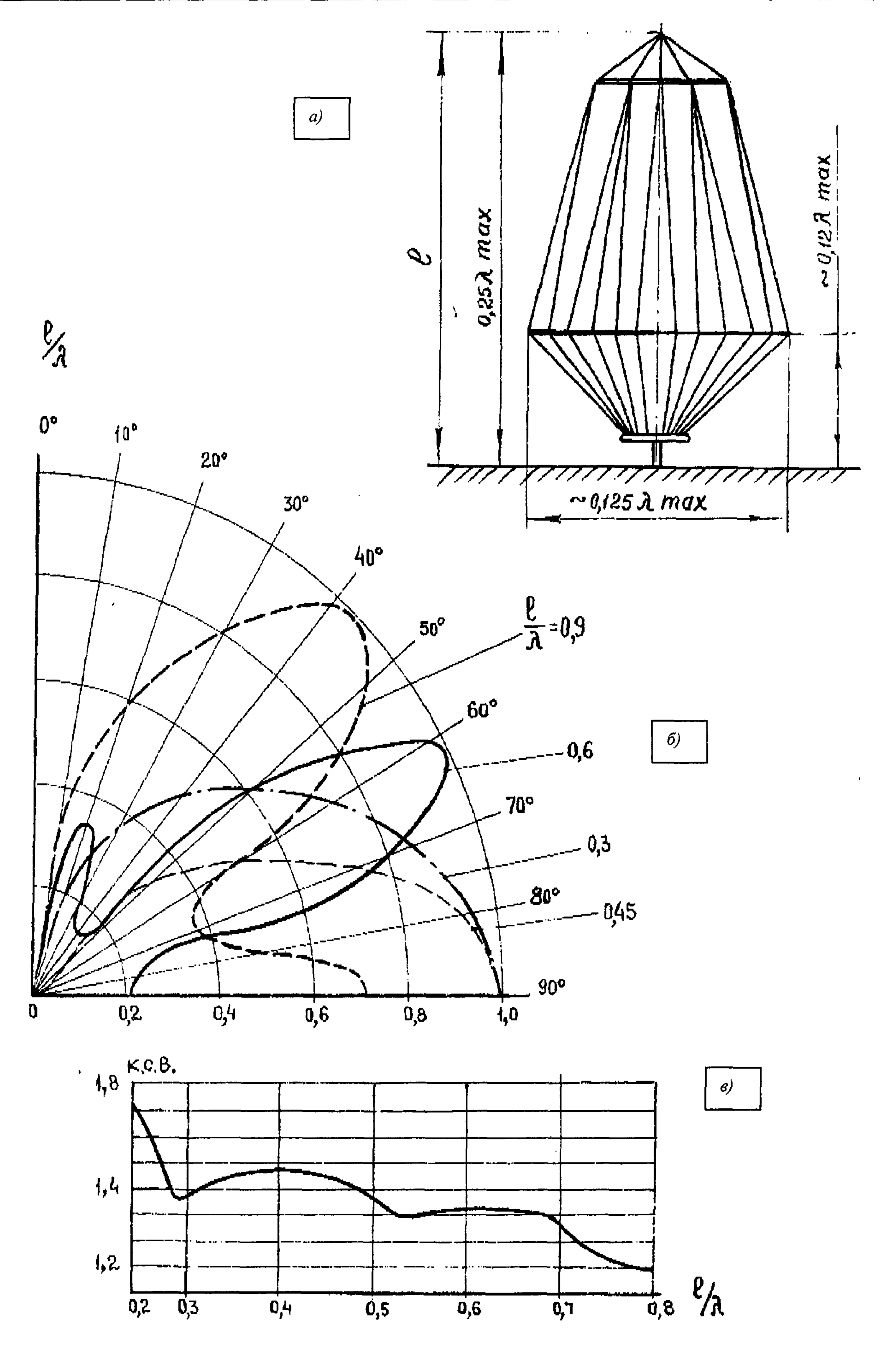


Рис. 6.50. Схема вертикальной цилиндрической антенны (*а*), диаграммы ее направленности в вертикальной плоскости (*б*) и кривая к. с. в. (*в*).

11,3 м

а)

12,3 м

13,8 м

б)

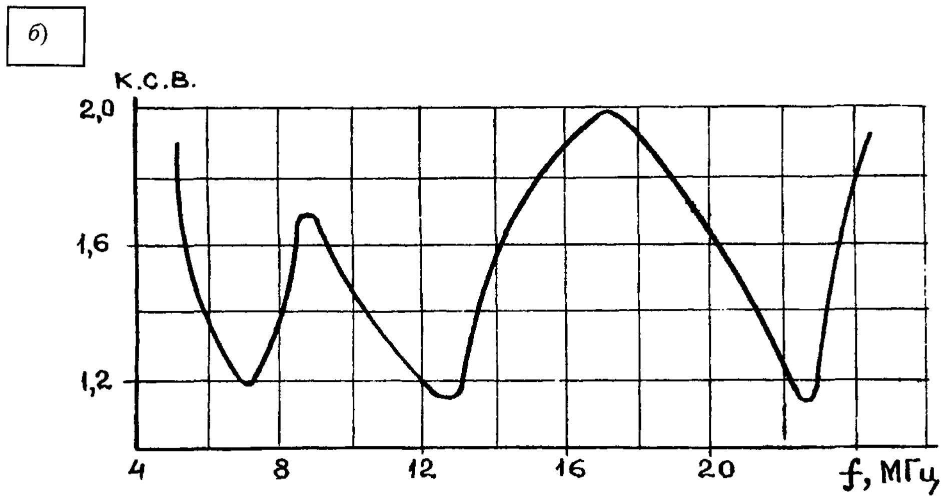


Рис. 6.51. Схема дискоконусной антенны (*а*) и кривая к.с.в. (*б*).

Выбор элементов осуществляется таким образом, чтобы обеспечить режим работы антенны, близкий к режиму бегущей волны. Основным рабочим участком антенны является участок l_3. На нем в диапазоне рабочих частот устанавливается распределение тока, близкое к режиму бегущей волны. Участок l_1 выполняется толстым и коротким в виде зонта. Участок l_2 работает в низкочастотной части диапазона, а затем постепенно отсекается сопротивлением Z_2. Как правило, участки l_1 и l_2 значительно короче длины волны, и их можно заменить эквивалентными емкостями C_1 и C_2. Сопротивления Z_1 и Z_2 равны

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + iwL_1 \\ \frac{1}{Z_2} &= \frac{1}{R_2} + \frac{1}{iwL_2} \end{aligned}\right\}$$

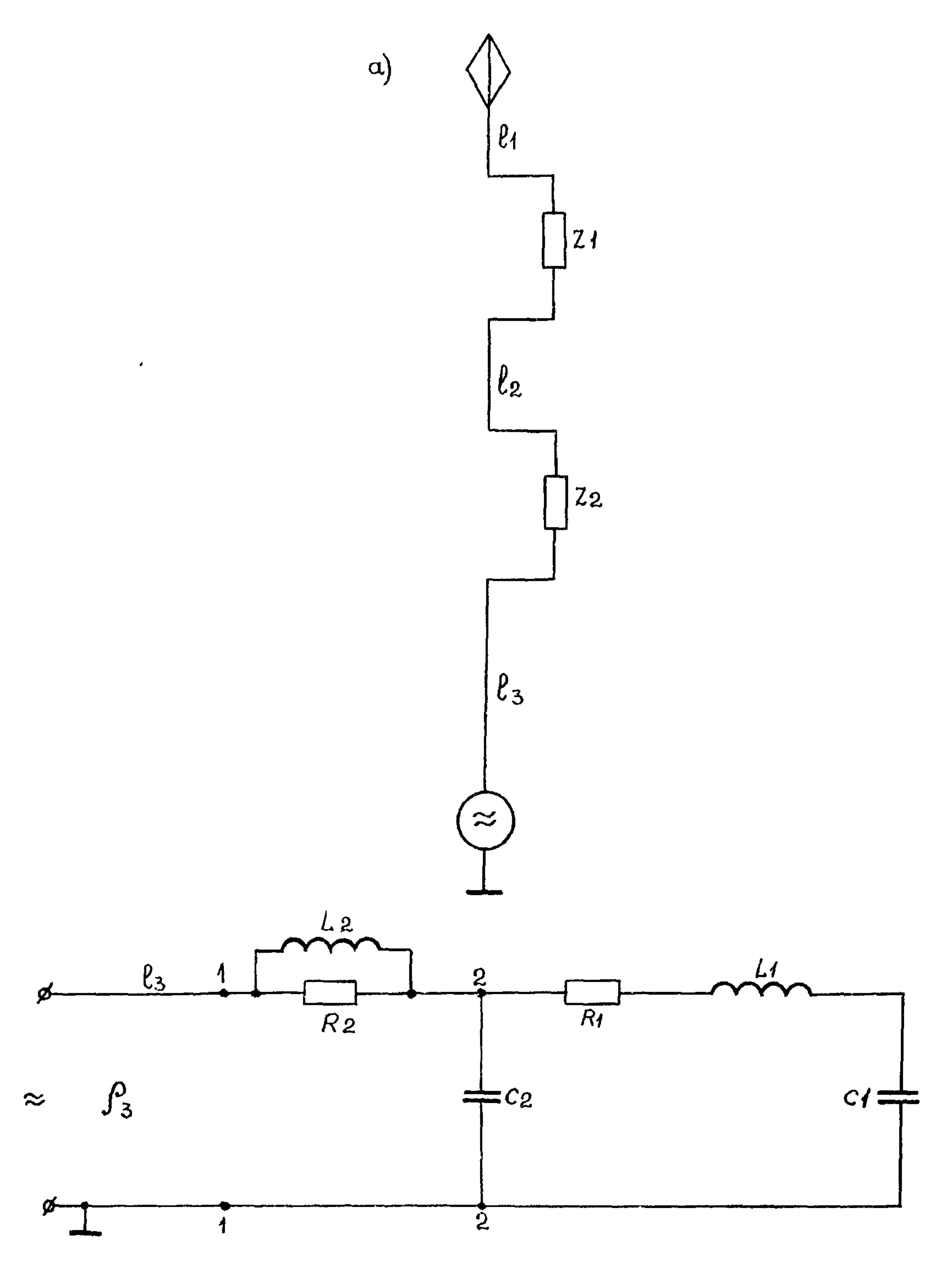


Рис. 6.52. Схема антенны с включенным в разрыв провода комплексными сопротивлениями (*а*) и эквивалентная схема антенны (*б*).

Участок l_3 можно заменить эквивалентной длинной линией (со средним по длине волновым сопротивлением ρ_3.

С учетом сказанного, на рис. 6.52б представлена эквивалентная схема антенны. Как видно из схемы, для обеспечения режима, наиболее близкого к режиму бегущей волны, сопротивление в точках 1-1 должно быть близко к величине ρ_3.

Ниже приводятся основные формулы для расчета элементов рассматриваемой широкополосной антенны

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R_2 = \rho_3 \\ L_2 &= C_2\rho_3^2 \\ L_1 &= C_1\rho_3^2 \\ C_1 &\geq \frac{1{,}63}{2\pi f_B \rho_3} \end{aligned}\right\}$$

Здесь f_B – верхняя граничная частота рабочего диапазона частот антенны.

Рассматриваемая антенна может выполняться с одним включением Z_2, состоящим из активного сопротивления и индуктивности. При этом значения активного и реактивного сопротивлений на низшей частоте диапазона $w_н$ должны иметь порядок значения волнового сопротивления антенны ρ_3. Для получения удовлетворительных значений к.б.в. и к.п.д. во всем рабочем диапазоне частот общая высота

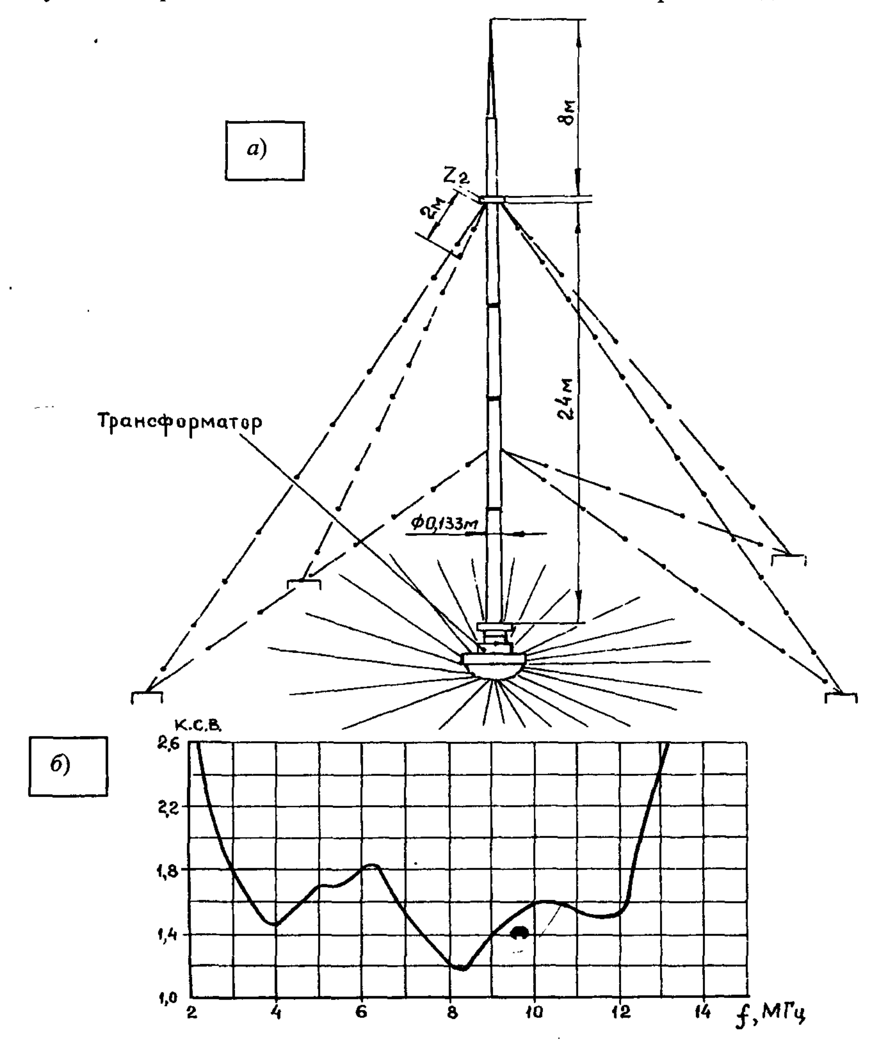
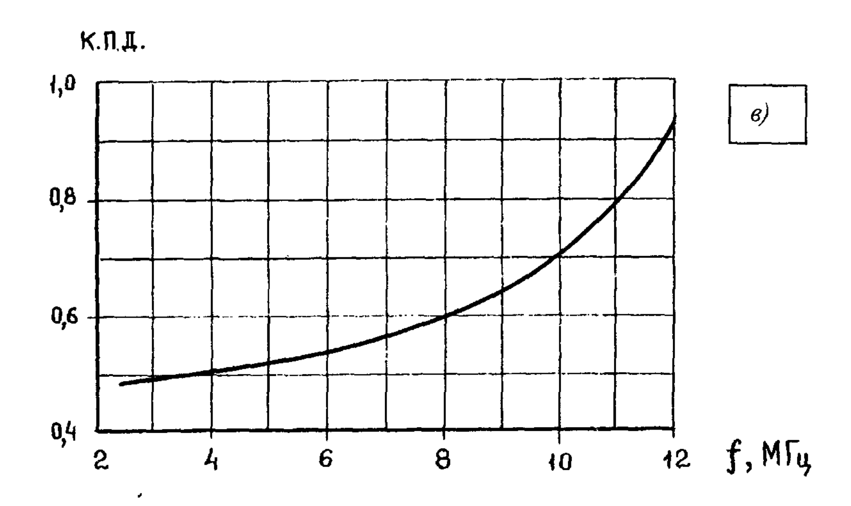


Рис. 6.53.1. Схема антенны с одним включением *а*), кривые к.с.в. *б*).



антенны должна быть равна примерно $\lambda_{max}/4$ (λ_{max} – максимальная длина волны).

На рис. 6.53*а*, для сравнения приведена антенна с одним включением, предназначенная для работы в диапазоне частот от 2,5 до 12,5 МГц. Антенна состоит из изолированной в основании мачты высотой 24м в верхней части которой на изоляторе крепится телескопический штырь высотой 8 м. Параллельно изолятору между двумя частями антенны подсоединяется сопротивление Z_2. В основании антенны установлен трансформатор, согласовывающий входное сопротивление антенны 240 Ом с волновым сопротивлением фидера 60 Ом. Из рис. 6.53*б*, *в*, на которых приведены кривые к.с.в. и к.п.д. антенны в диапазоне рабочих частот, видно, что в диапазоне с почти пятикратным перекрытием по частоте к.с.в. менее 2, а к.п.д более 0,5.



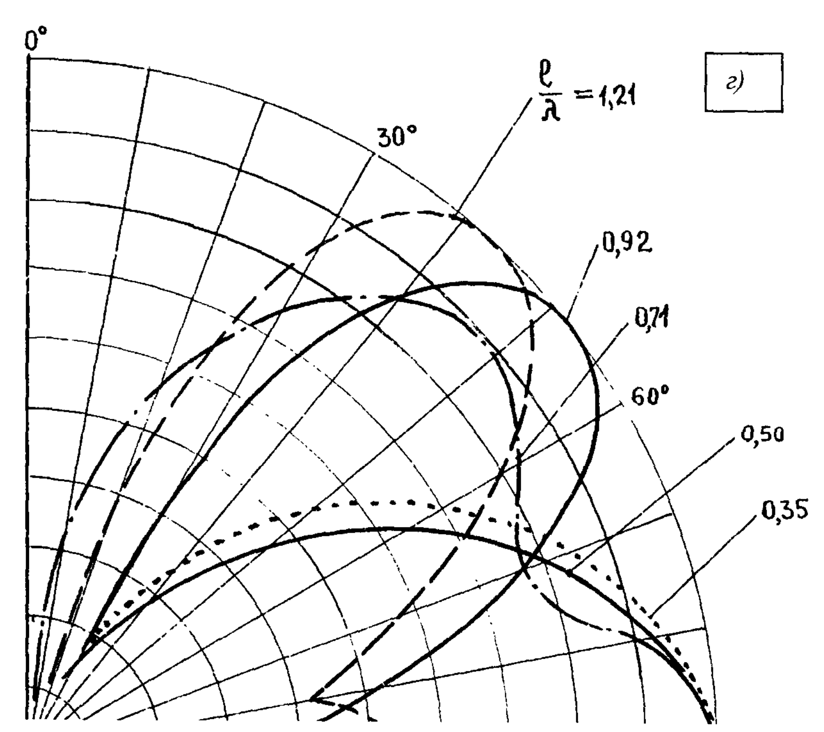


Рис. 6.53.2. к.п.д. *в*) и диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости *г*).

Из сравнения диаграмм направленности в вертикальной плоскости антенны с включениями рис. 6.53*г* и аналогичной по высоте вертикальной антенны без включения (см. рис. 6.50*б*) видно, что в первом случае антенна имеет более прижатые к земле диаграммы направленности в верти-кальной плоскости в высокочастотной части рабочего диапазона частот. Последнее можно объяснить перераспределением тока в антенне за счет включений.

На параметры антенн с включениями окружающие металлические массы принципиально должны оказывать меньшее влияние, чем на аналогичные антенны без включений. Это явление связано с уменьшением их инду-кционного поля и будет тем эффективней, чем ближе будут условия работы антенны к режиму бегущей волны.

Антеннам с включениями присущ ряд недостатков:

1) уменьшение высоты антенны относительно требуемой (~$\lambda_{max}/4$), обуславливаемое реальными возможностями установки и эксплуатации антенны (например, на судах), приводит к резкому падению к.б.в. в низк частотном участке диапазона;

2) наличие в антенне активного элемента приводит к значительным потерям полезной мощности;

3) разрыв целостности токоведущей части антенны для включения элементов *R* и *L* усложняет конструкцию антенны.

Фазируемые вертикальные системы

Фазируемые вертикальные антенны могут работать в широком диапазоне частот и могут обеспечить изменяемость диаграммы направленности антенной системы.

Это обусловило их широкое использование в отечественной и коммерческой радиосвязи и вещании. Обычно расстояние между вибраторами остается неизменным, хотя и существуют антенные системы с изменяемым расстоянием между вертикальными вибраторами.

Типичная схема системы представлена на рис. 6.54.

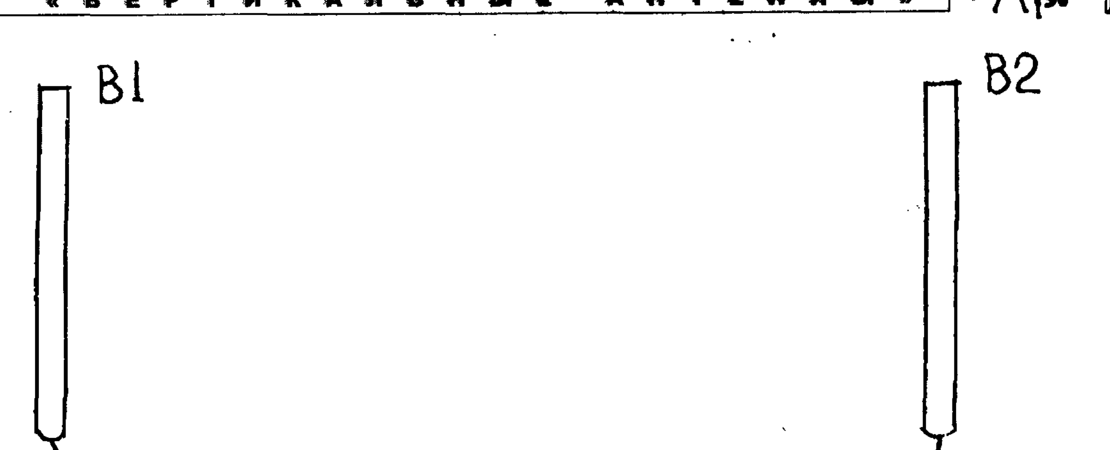
Рис. 6.54.

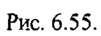
Такая антенная система состоит из *n* вибраторов, где *n* от 2 до 10 м на каждом вибраторе стоит согласующее устройство 1, которое позволяет согласовать сопротивление линии передачи 4 в сопротивление вибратора. Линии передачи 4 обычно имеют одинаковую длину для своих фазирующих устройств2. С помощью этих устройств можно изменять разность фаз и тем самым менять ДН. Фазирующие устройства 2 с помощью линии передач 6 связаны с сумматором мощности 3, который питает все эти вибраторы мощностью, подводимой от передатчика 5.

Хотя на первый взгляд такая схема питания сложна, в любительских условиях ее можно несложно реализовать.

Вибраторы размещают на расстоянии в четверть волны на низшем рабочем диапазоне. В этом случае вносимое сопротивление мало, а реактивное несложно компенсировать, очевидна также простота согласующего устройства штыря при работе его на более высоких частотах.

В качестве фазирующего устройства используют или коаксиальный кабель, обеспечивающий необходимую разность, или *LC* цепь, что проще и дает возможность плавной регулировки разности фаз. Сумматором служит выходной П - контур передатчика. Полная схема питания двухэлементной фазированной антенной системы приведена на рис. 6.55.




Рис. 6.55.

При соответствующем П – контуре к нему можно подключать и несколько вибраторов, но возможно, придется использовать согласование каждого вибратора с П – контуром рис. 6.56.

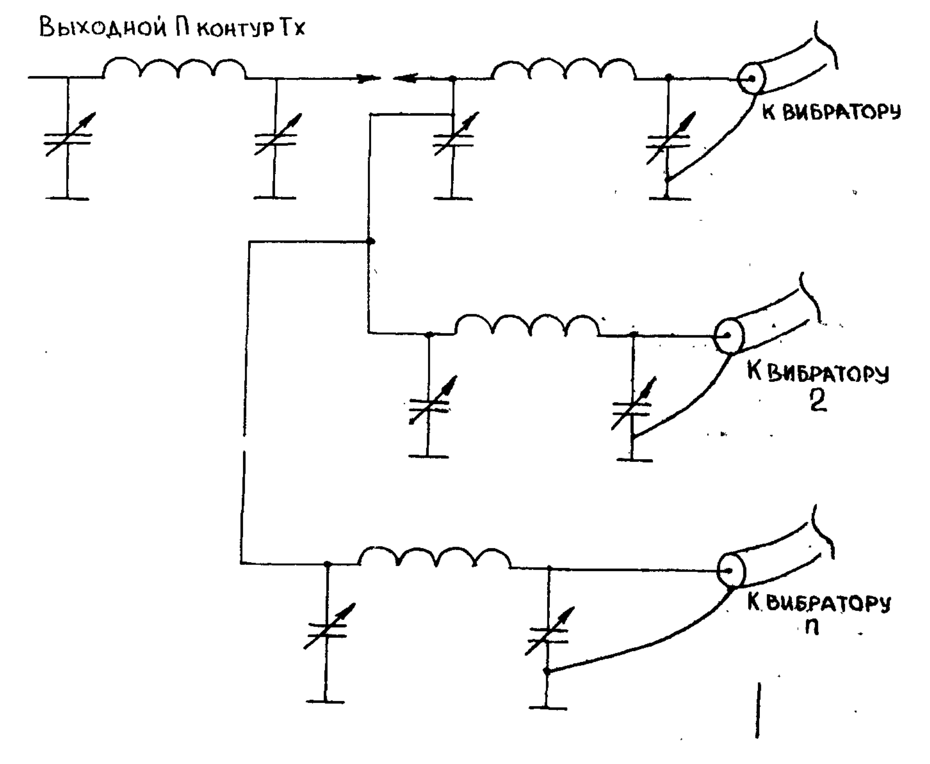


Рис. 6.56.

Для тщательной настройки такой системы следует помнить, что настройка одного вибратора влияет на другой и общая настройка всей системы может потребовать регулировки согласования штырей с кабелем и П – контуром несколько раз. Удобно производить измерение диаграммы направленности системы с помощью измерителя напряженности поля.

Принципы построения направленных многоэлементных штыревых антенн

Предположим, что мы возбуждаем антенну А. Рядом с ней имеется антенна В. Электрическая длина, излученная антенной А, наводит точки в антенне В, которая в свою очередь, благодаря этому излучает

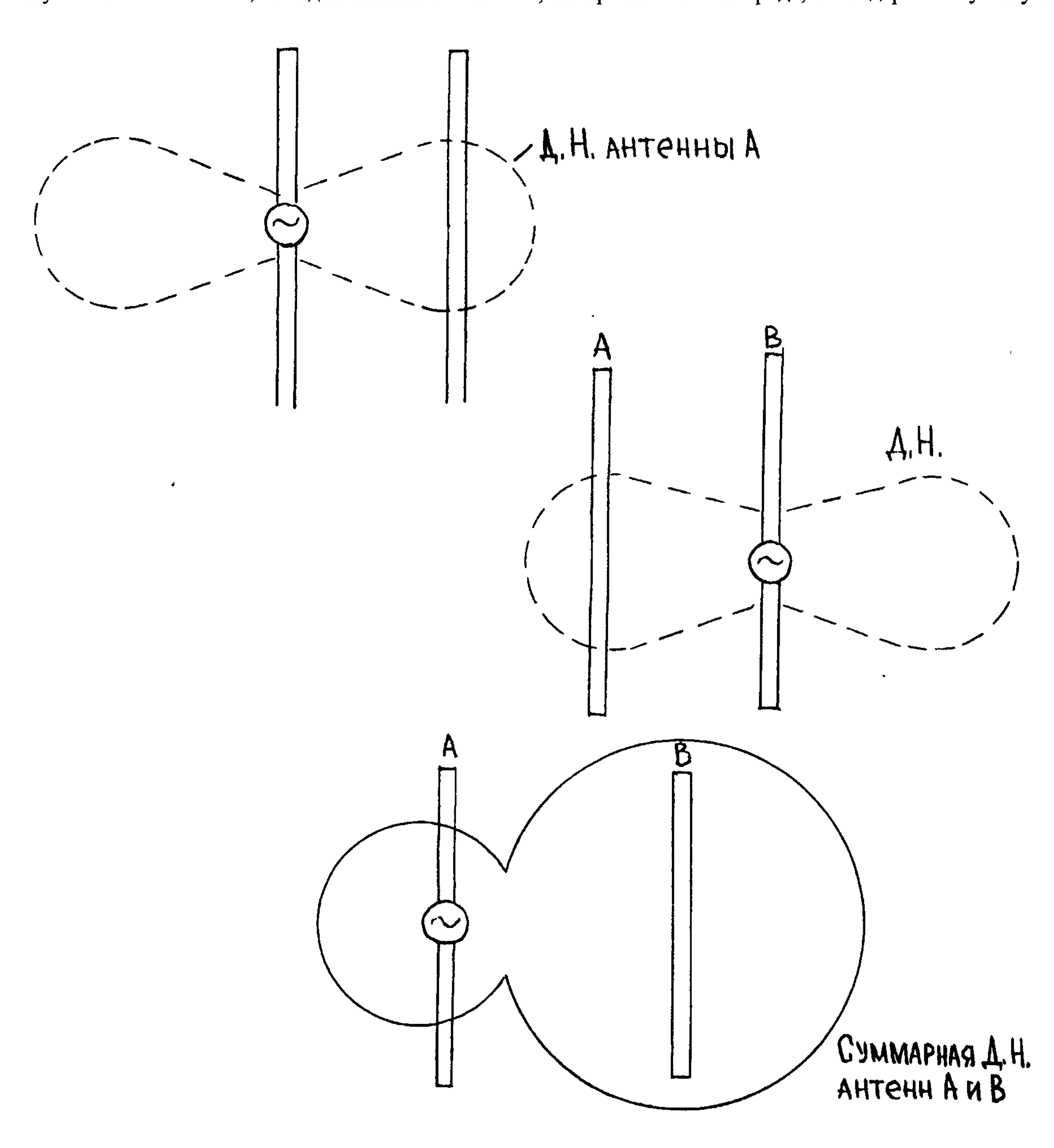


Рис. 6.57.

Излучение антенны В таким же образом влияет на антенну А.

Вследствие этого, как антенна А, так и антенна В имеют каждая свою диаграмму направленности (рис. 6.57) и общая ДН будет суммой этих двух ДН. Такое же действие происходит с сопротивлениями антенн. Если антенна А имеет входное сопротивление $R_а$, то при размещении рядом с ней антенны В ее полное сопротивление будет равно $R_а + R'_{вв}$, где $R'_{вв}$ – вносимое антенной сопротивление. На рис. 6.58 приведен упрощенный график качественной величины вносимого сопротивления вторым вибратором в первый.

Предположим, что можно найти такое местоположение вибраторов, которое давало бы заданную диаграмму направленности при сумме двух элементарных ДН каждого вибратора.

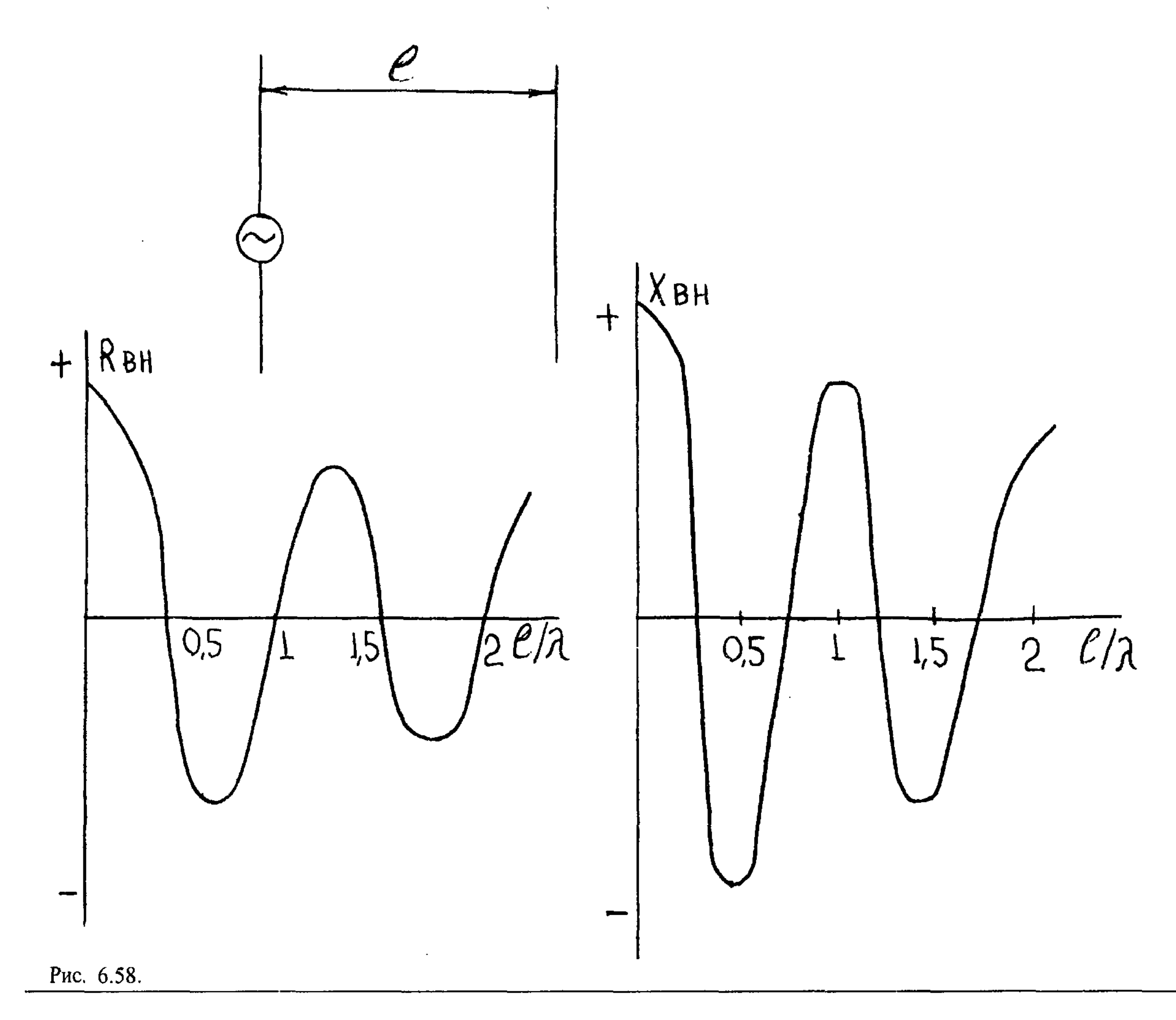


Рис. 6.58.

Есть еще один способ для создания заданной диаграммы направленности. Он заключается в активном питании вибраторов токами разных фаз. Естественно, что в этом случае тоже вносимые сопротивления будут участвовать в формировании ДН, однако, поскольку мощность, поступающая от – генератора в антенну А и В, гораздо выше переизлученной мощности, то основным фактором, формирующим ДН этой антенной системы, будет разность фаз тока, питающего эти вибраторы. Изменяя разность фаз можно получить практически любую ДН антенной системы. Антенная система с фазированным питанием предпочтительнее антенны Уда-Яги. Действительно, антенна Уда-Яги строго однодиапазонная, существуют некоторые трудности, связанные с настройкой ее пассивных элементов. При построении вертикальной антенны Уда-Яги на диапазоны 40-160 м, пожалуй, даже нечего думать о ее вращении.

Поставив к примеру, два вертикальных вибратора на 160 метров (что хоть и трудно, но реально), можно работать как на 160 метрах, причем изменяя ДН вперед-назад, так и на других любительских диапазонах. При этом можно довольно таки несложно формировать необходимую диаграмму направленности антенной системы.

АНТЕННА «РУССКИЙ ЛЕС» (на 80, 40, 20, 15, 10 м)

Предлагаемая вертикальная антенна (рис. 6.59*а*) разрабатывалась как компромиссный вариант обеспечивающий удовлетворительное качество работы на всех основных любительских КВ диапазонах.

Вибратор универсальной антенны выполнен из алюминиевых труб диаметром 40...50 мм. В верхней части его расположен фильтр-пробка, настроенный на среднюю частоту диапазона 4=МГц (7,05 МГц) . В диапазоне 80 м фильтр имеет индуктивное сопротивление и «удлиняет» вибратор до электрической длины λ/4.

В диапазоне 20 м сопротивление фильтра имеет емкостный характер и его длина становится равной 3λ/4.

В диапазонах 21 и 28 МГц фильтра-пробка укорачивает электрически вибратор до длины 5λ/4 и 7λ/4 соответственно.

Система противовесов состоит из 20 отрезков медного провода диаметром 1...3 мм соединенных в одной точке, находящейся над вибратором. На каждом из пяти диапазонов используется по четыре противовеса, для 80 м - для эой 20,8 м, 40 м - 10,4 м, 20 м - 5,2 м, 15м - 3,49 м, 10 м - 2,62 м. На рис. 5.69б показано расположение протвововесов в одном квадранте.

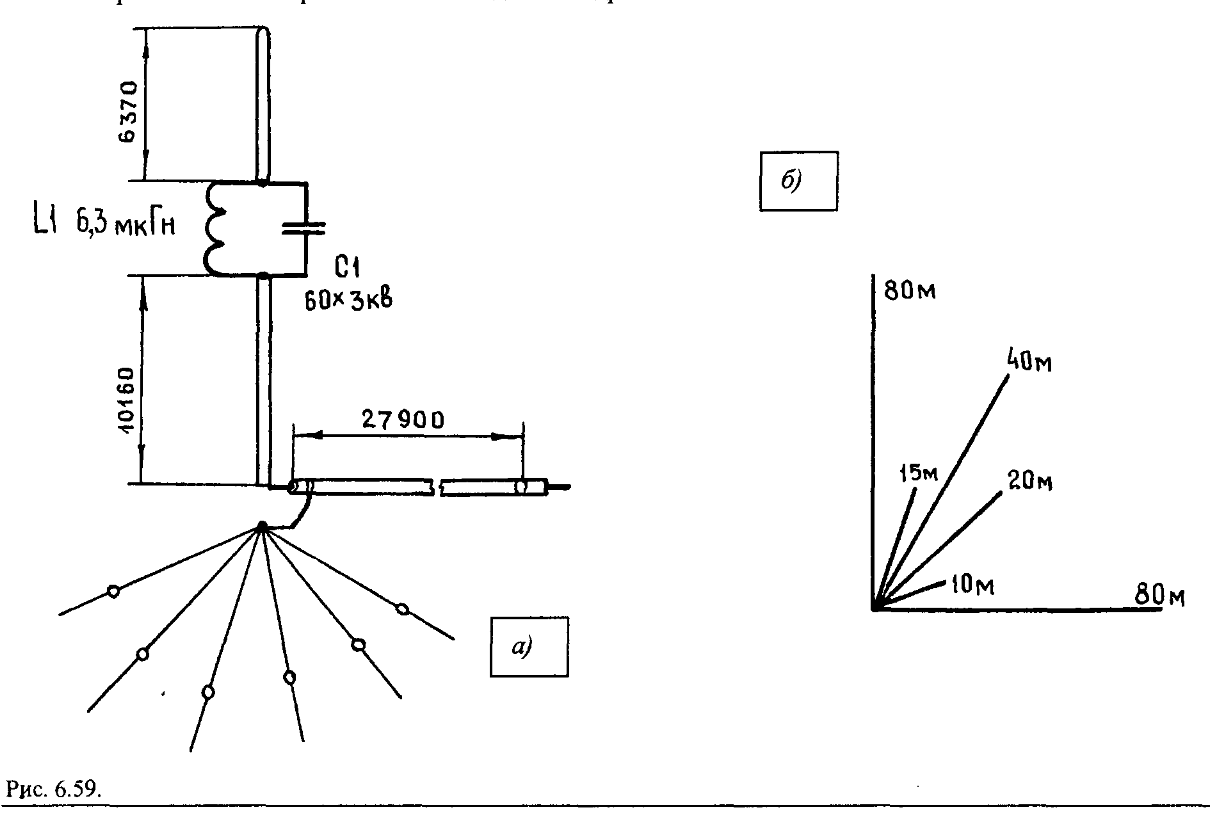


Рис. 6.59.

Антенну питают по 50 - или 75 - омному кабелю длиной, равной половине длины волны в диапазоне 80 м. Это упрощает согласование антенны с фильтром, т.к. активное сопротивление антенны заметно изменяется при переходе с одного диапазона на другой.

Описанная антенна установлена на крыше четырехэтажного железобетонного панельного дома. Наилучшие результаты были дстигнуты в диапазонах 80, 40, 20 м. КСВ ни на одном из диапазонов не превышал 2. Если антенна будет размещаться на земле или вблизи ее, следует заземлить точку соединения противовесов (их длина в этом случае должна быть около 0,4λ), а сами противовесы закопать в грунт на глубину 40...70 м.

АНТЕННА «ЗОЛОТОЙ РОГ» (на 160 и 80 м)

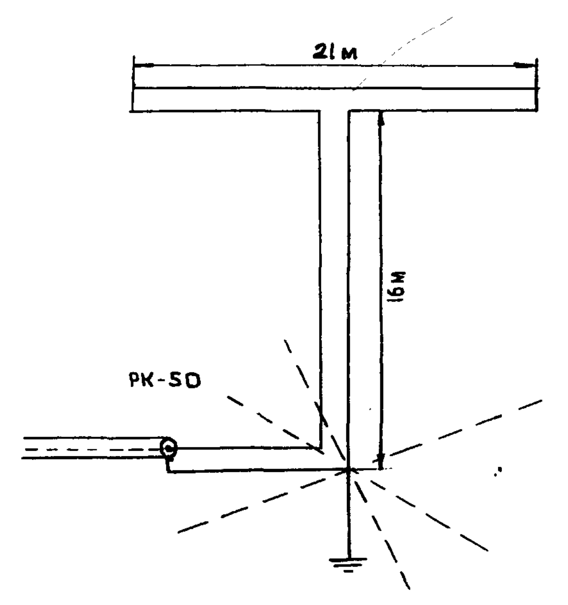


Рис. 6.60. Антенна *«ЗОЛОТОЙ РОГ»*

Антенна, показанная на (рис. 6.60), является разновидностью двухпроводного излучателя с несимметричным питанием. Антенна работает как на 160, так и на 80-метровом диапазоне. Фидер (длиной 16м) должен идти строго вертикально, поскольку на основной частоте (диапазон 160 м) излучает именно он. На второй гармонике (диапазон 80 м) излучает в основном горизонтальная часть, а вертикальная часть служит в качестве четвертьволнового трансформатора, согласуя 6000-омное входное сопротивление антенны с 50-омным кабелем.

АНТЕННА ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВЕРТИКАЛЬНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ «РУМЯНЦЕВА»

Георгием Александровичем Румянцевым (UAIZ) была раработана и успешно эксплуатировалась антенна, состоящая из восьми фазируемых широкополосных вертикальных излучателей. Такие излучатели можно использовать и сами по себе, и в качестве элементов сложных антенн.

Широкополосный вертикальный излучатель UAIDZ дает максимум излучения под под малым углом к горизонту, при проведении дальних связей он оказывается эквивалентен трехэлементному «волновому каналу». Питание на излучатель попадает по коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением 100 Ом. КСВ в кабеле не превышает 1,2 в полосе частот от 10 до 30 МГц.

Рис. 6.61.

Конструкция излучателя приведена на рис. 6.61. Полотно антенны изготовлено из провода диаметром 2...3мм. Изоляционные элементы изображены красным цветом. На нижнем изоляторе намотано 6 м коаксиального кабеля.

Несущая мачта может быть выполнена из труб диаметром 40...50 мм распорки из труб диаметром 10…20 мм. Наверху и внизу провода, образующие излучатель, изолированы от мачты и соединены друг с другом в центре - соединены с мачтой. Верхний вибратор подключен к центральному проводнику кабеля, нижний к оплетке.

АНТЕННА «ДИКИЙ ЗАПАД» (на 80,40,20,15,10 м)

Это антенна фирмы «Батернут» рис. 6.62.

Этой антенне для достижения многодиапазонной работы используется как сосредоточенные элементы. *LC* контур, так и распределенные элементы (двухпроводная линия). Двухпроводная короткозамкнутая линия имеет длину $\lambda/4$ на диапазоне 15 метров и определяет работу антенны в этом диапазоне. Резонансная частота контура *LC* около 10,5 МГц. Этот контур в первую очередь влияет на резонансную частоту антенны на диапазоне 40 метров.

Рис. 6.62.



На диапазоне 80 метров настройку осуществляют контуром (его резонансная частота 4,35 МГц). Катушка влияет на согласование антенны на этом диапазоне. Запитывают антенну через отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротивлением\ 75 Ом и электрической длиной 5,28 м (λ/4 для диапазона 20 метров). Физическая длина отрезка кабеля для диэлектрика из полиэтилена 3,4 м. Волновое сопротивление фидера 50 Ом. Необходимо помнить, что катушки антенны, особенно *L*3 должны иметь минимальное активное сопротивление. Их следует изготавливать из толстого медного провода (диаметр ...4 мм и при возможности посеребрить).

Эффективность этой антенны зависит существенным образом от системы противовесов, с которыми она используется. При КСВ 2 эта антенна имеет следующие рабочие полосы частот:
28,0...29,1 МГц, 21,0...21,4 МГц, 14,0...14,35 МГц, 7,0....7,1 МГц. На диапазоне 80 метров КСВ антенны при резонансе примерно 2,8. Эти данные были получены с системой «заземления» в виде металлической сетки площадью 100 кв.м (10×10м).

АНТЕННА «БЛЕСК» (на 20,15 и 10 м)

Антенна схематически изображена на рис. 6.63. Она состоит из общего для всех трех диапазонов излучателя длиной 1,42 м и трех удлиняющих контуров, образованных катушками и рапределенными емкостями в виде «звездочек», их конфигурация и размещение на излучателе показаны на рисунке. Верхнюю часть излучателя изготавливают из диэлектрической трубы я длиной 350 мм, диаметров 15 мм, которую вставляют в излучатель (его внутренний диаметр должен быть 15 мм). «Звездочки» образованы отрезками провода длиной 250 мм и диаметром 3 мм. Для их крепления в диэлектрической сверлят сквозные отверстия (отрезки проволоки должны входить с трудом). Катушки наматывают проводом диаметром 0,6 мм. В верхней части каждой катушки (примерно) 20 % от общей длины намотки (намотка рядовая, а далее с некоторым шагом, так, чтобы на соответствующей части каркаса уместилось требуемое число витков.

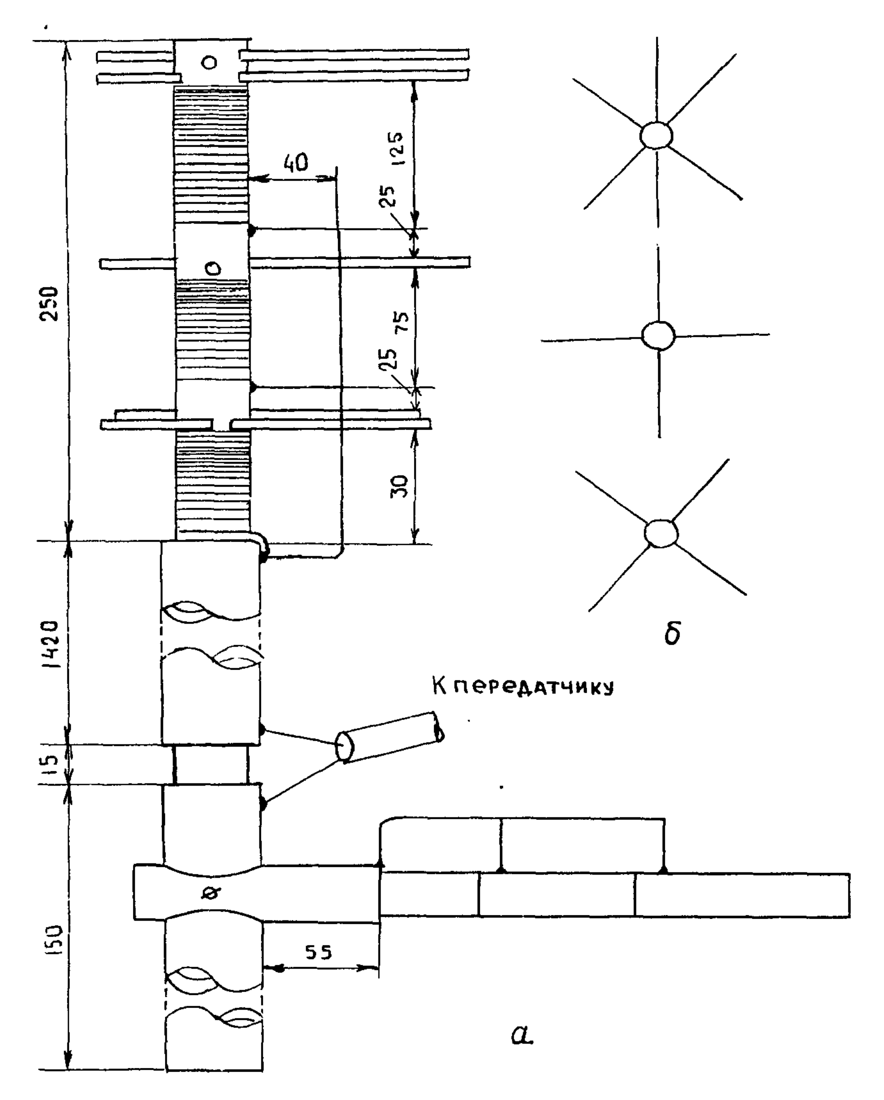


Рис. 6.63.

Катушка диапазона 20 метров имеет 85 витков, диапазон 15 метров - 40 витков, диапазон 10 метров - 25 витков. Нижние концы всех трех катушек соединены отрезком провода с верхней частью излучателя. Настройку антенны производят подбором числа витков катушки или изменением соотношения их частей, намотанных с шагом и без шага. Антенну устанавливают на опорном изоляторе. В верхней части мачты под углом 90 град к излучателю устанавливают противовес, который идентичен удлин ящим контурам излучателя. Противовес крепится непосредственно к мачте.

Антенну запитывают 50-омным коаксиальным кабелем. Зависимость КСВ от частоты приведена на рис. 6.63*б*. Испытания этой антенны показали, что с ее помощью можно проводить дальние связи даже с малой мощностью.

АНТЕННА ТРЕХДИАПАЗОННАЯ ШТЫРЕВАЯ «КАРЛ» (на 160, 80, 40 м)

Вертикальный излучатель, имеющий электрическую длину около 5/8 на 40 м, 3/8 на 80 м и 1/8 на 160 м рис. 6.64, изготовлен из отрезка дюралюминиевых труб диаметром 60,55,50,40,30,20,10 мм, плотно вставленных одна в другую (получается как бы раздвинутая телескопическая антенна). Общая высота антенны 18..19 м, она имеет три яруса оттяжек по четыре оттяжки в каждом ярусе. Оттяжки разбиты изоляторами на отрезки длиной 4,5...5 м. Отрезки оттяжек верхнего яруса длиной 5 м электрически соединены со штырем на уровне 12...13 м от земли. Они представляют собой емкостную нагрузку. Антенна изолирована от системы радиалов заземления путем установки на фарфоровом и язоляторе. Выполненная таким образом антенна имеет собственный резонанс равный 3,15...3,2 МГц.

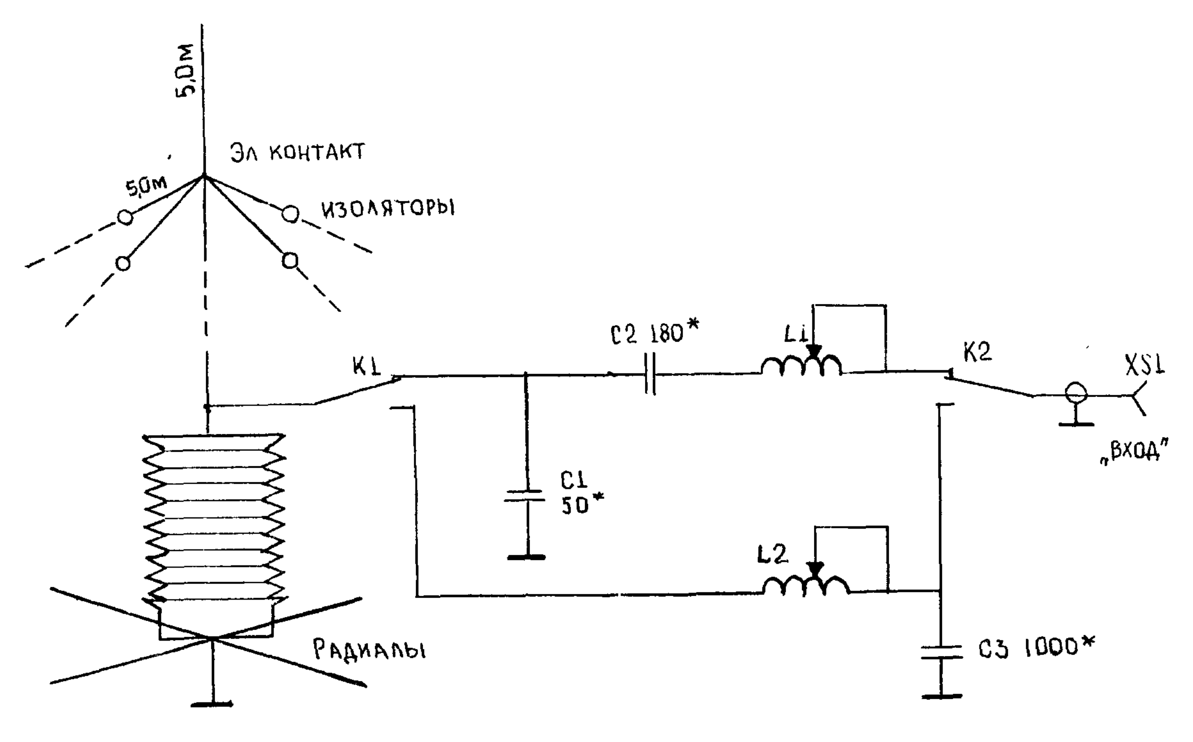


Рис. 6.64.

При изготовлении антенны особое внимание необходимо уделить системе заземления, которое выполнется из медного либо алюминиевого изолированного провода. Оптимальным явилось бы заземление, состоящее из 120 радиалов длиной 0,25, однако в городских условиях выполнить его практически невозможно. Поэтому авторы рекомендуют ограничиться 30...60 радиалами произвольной длины (в зависимости от конфигурации крыши и.т.д.)

Для согласования антенны с коаксиалным кабелем РК-50 или РК-75 используется два - контура: первый, состоящий из конденсаторов *C1*, *C2* и катушки 1, - для диапазонов 80 и 40 м, второй, состоящий из катушки 2 и конденсатора *C3* - для диапазона 160 м. Катушки 1 и 2 одинаковые, индуктивностью 10 мкГн. Можно использовать широко распространенные среди радиолюбителей катушки от радиостанции РСБ-5.

Настройка - контура на 160 м имеет ряд особенностей. Реактивное сопротивление яконденсатора *C1* на диапазоне 80 м примерно равен 1000 Ом и более чем в 20 раз превышает входное сопротивление антенны, а конденсатора *C2* на диапазоне 80 м в 10 раз меньше входного сопротивления антенны, и их влиянием при настройке можно пренебречь.

Таким образом, настройка - контура заключается в подборе значений цепочек *C2 L1* на диапазоне 80 м и *C1L1* на диапазоне 40 м, методом после предварительных приближений. Обычно достаточно 5-6 иттераций.

АНТЕННА «КОНУС КОМБИ»

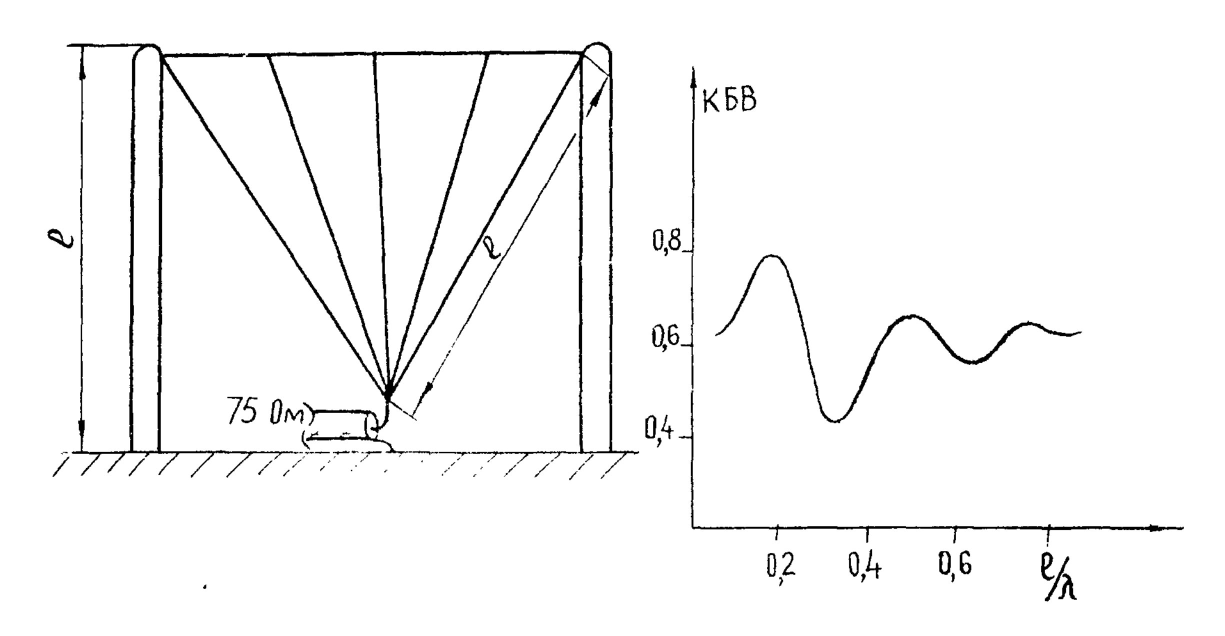


Рис. 6.65. *АНТЕННА «КОНУС КОМБИ»*

Эта антенна (рис. 6.65) представляет собой вид штыревой с емкостной нагрузкой. Она состоит из коаксиального кабеля и дельты или квадрата на какой-либо любительский диапазон. При работе на других диапазонах коаксиал закорачивается и присоединяется непосредственно к ТХ, желательно через согалсующее устройство. Емкостная нагрузка позволяет работать этой антенне на всех любительских диапазонах. Настройка требует только дельта (или квадрат), система же настройки не требует. При работе этой антенны в качестве штыря с емкостной нагрузкой для эфективной работы требуется или хорошее заземление или не менее 3 противовесов для каждого диапазона, на котором собираются использоваться. Длина коаксиала некритична, но в о ябщем случае чем длинее, тем лучше. Эта система представляет собой неплохой компромиссный вариант для работы на всех любительских диапзаонах.

АНТЕННА «ЭВРИКА» для 14 и 21 МГц

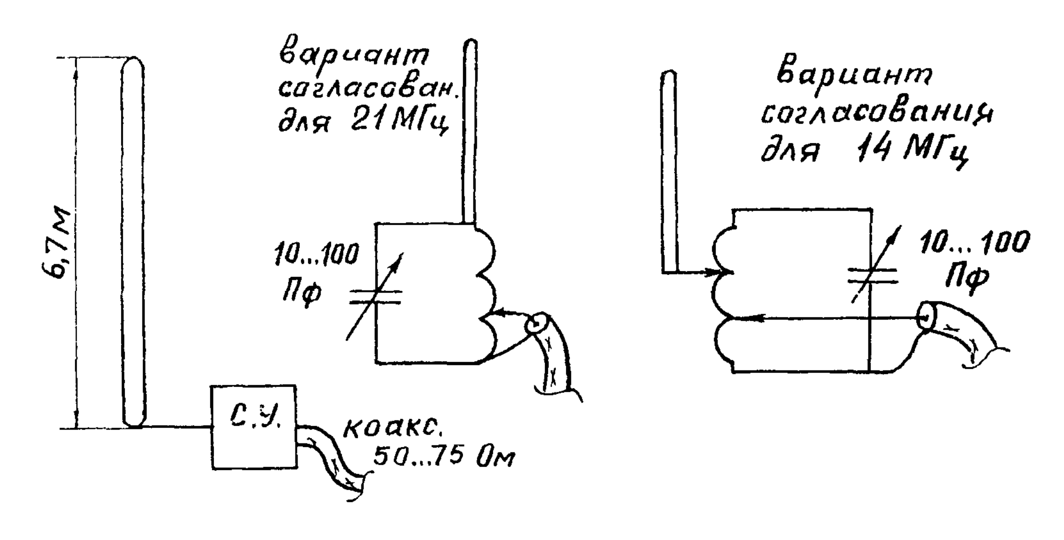


Рис. 6.66. *АНТЕННА «ЭВРИКА»*

Антенна (рис. 6.66) представляет собой жестко закрепленную металлическую трубу. Питание осуществляется через согласующее устройство, вдоль которого выполняют параллельный контур. Катушка содержит 10 витков, длина намотки 3-5 см. Следует использовать или голый медный провод или сделать отвод от каждого витка для согласования с а янтенной или кабелем для повышения эффективности антенны рекомендуется изготовить противовесы для каждого диапазона в количестве не менее 3 и установить их непосредственно на согласующем устройстве. Рекомендуется использовать эту антенну, если есть возможность доступа к согласующему устройству. Без противовесов эта система хотя и будет работать, но ее КПД будет низок.

АНТЕННА «БРАВО» для 80,40,20,10,15 м

Эта антенна (рис. 6.67) обеспечивает удовлетворительное качество работы на всех основных любительских диапазонах и является вертикальным вариантом W3DZZ. Её длина составляет четверть волны на 40 м, с помощью фильтра пробки и верхней части антенна работает в диапзоне 80 м, для диапазонов 21 и 28 МГц фильтр пробра укорачивает электрически вибратор до длины 5/4 волны и 7/4 волны соответственно. В диапазоне 14 МГц длина волны в антенне равна 3/4. Для успешной работы необходимо использовать не менее 4 противовесов для каждого диапазона, длиной четверть волны. Антенну питают кабелем длиной кратной половине волны дл 80 м (не забывайте о коэффициенте

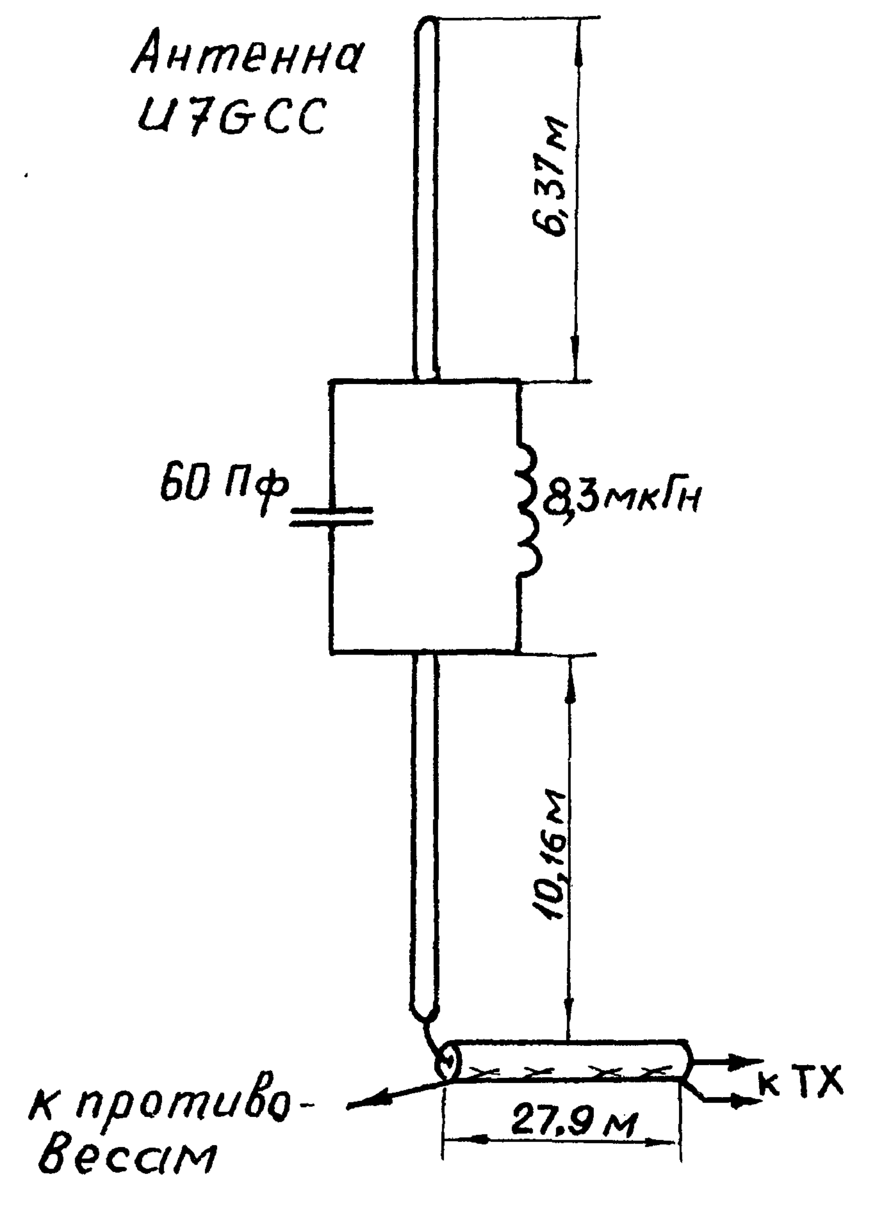


Рис. 6.67. *АНТЕННА «БРАВО»*

укорочения кабеля, он равен 1,4). Это упрощает согласование антенны с передатчиком.

С помощью этой антенны можно успешно работать с DX. Можно рекомендовать к повторению даже начинающим радиолюбителям.

АНТЕННА «ТРУБКА МИРА» на диапазон 20-30 МГц

Антенна такого типа (рис. 6.68) используется в морском флоте и сухопутных вооруженных силах США и показала хорошую работопособность. по сути дела, эта антенна является комбинацией двух антенн – дискоконусной и конической на диапазоне 2-7 МГц работает коническая, на диапазоне 8-30 МГц - дискоконусная антенна. Это требует два коаксиальных кабеля для ее питания.

Антенна W3JM
дискоконусная антенна для работы на ВЧ диапазонах.
широкополосный вертик. вибратор для работы на Н.Ч. диапазонах.
питание Н.Ч. диапазонов.
питание ВЧ диапазонов

10,36
7,31
1
10
21,5
11,5
3
диск
реле
полотно антенны выполнено из накатика или из оплетки коаксиала
12 растяжек по периметру
трубы х12 ф50 мм
мачта ф200мм
при использовании металлических оттяжек „разбить" их изоляторами через 1м.
изоляторы
питание Н.Ч. антенны

Рис. 6.68. *АНТЕННА «ТРУБКА МИРА»*

Диск дискоконусной антенны может быть как подключен к мачте, что дает эффект емкостной нагрузки. И расширит нижний частотный диапазон действия антенны или же отсоединен как пишет

W 6JM часто работают несколько операторов как на верхних, так и на нижних диапазонах на эту антенну. Очевидно, что и на наших коллективках можно работать и на низких и на высоких диапазонах одновременно на эту антенну.

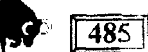
Ее рабочий диапазон можно уменьшить до 3,5 МГц, уменьшив все размеры на 10 %, а можно уменьшить до 3,5 МГц, уменьшив все размеры в 0,57 раз. Тогда будет работать и диапазон 50 МГц. При уменьшении всехразмеров в 0,286 раз антенна будет работать от 40 до 2,5 метров.

Следует еще раз обратить внимание нанеобходимость хорошей земли для этой антенны. По крайней мере хотя бы по 3 противовеса для каждого диапазона от 2 до 7 МГц для диапазона от 0 до 30 МГц противовесов не нужно, т.к. в этом случае роль противовесов играет антенна на 2-7 МГц. Хотя эта антенна достаточно трудоемка в установке и изготовлении, но ее использование может решить все проблемы по выбору необходимой антенны для работы во всех любительских диапазонах. Прекрасна для работы с DX.

АНТЕННА КОЛИНЕАРНАЯ «СТАРЫЙ ДУБ»

Эта (рис. 6.69) антенна дает КСВ 1,0 на 144 МГц. Благодаря своим разерам (ее длина приблизительно равна 2,4 длины волны). Эта антенна имеет довольно приличное усиление. Может быть ипользована для спутниковой связи.

Рис. 6.69. *АНТЕННА «СТАРЫЙ ДУБ»*



АНТЕННА «КРОТ» вариант использования мачты для работы в диапазонах 160 и 80 м

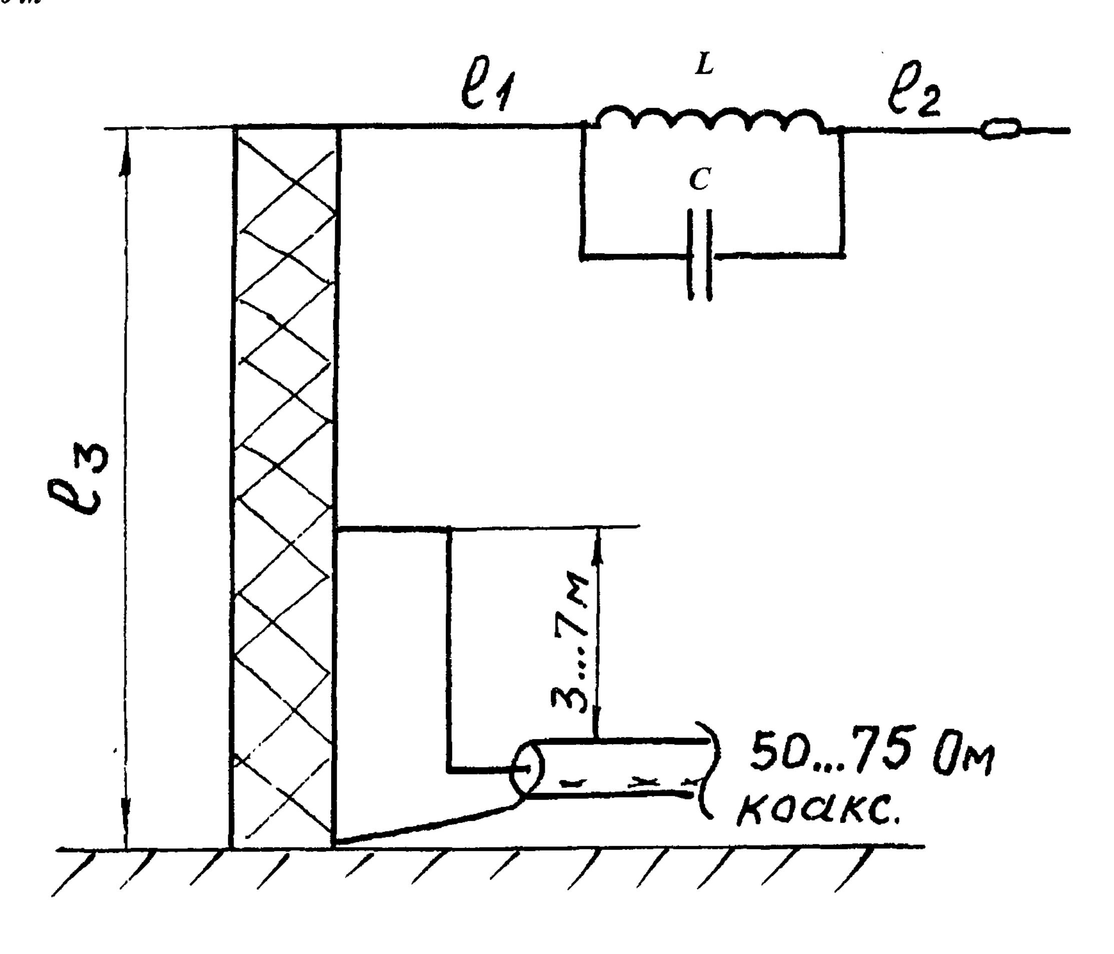
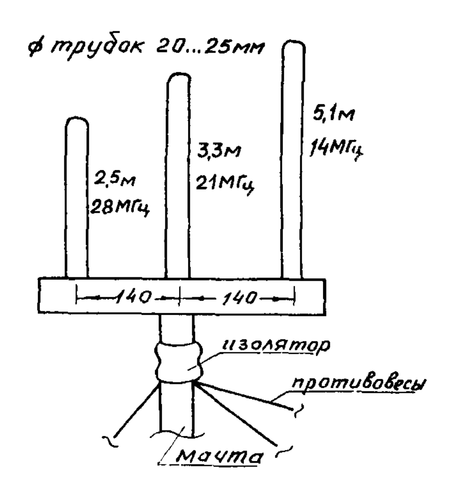


Рис. 6.70.

Режекторный контур настраивают на 3,6 МГц, длина 13 плюс 10 должна равняться примерно четверти длины волны на 80 м. На первом этап изменением длины настраивают антенну (рис. 6.70) для работы в диапазоне 80 и. Подобную антенну можно сделать и для других диапазонов. Не стоит ее конструировать для кличества диапазонов, превышающего 3, т.к. не будет оптимальног яо согласования (его здесь можно получить только для двух диапазонов), но используя тюнер и открытую линию, это можно сделать.

АНТЕННА «ТРИ ТОПОЛЯ»



Трехдиапазонная штыревая антенна (рис. 6.71) эффективно работает в трех диапазонах 14,21,28 МГц. Все вибраторы крепятся в одной плоскости на латунной пластине. Желательно предусмотреть возможность изменения длин вибраторов для подстройки антенны в резонанс. Противовесы можно распложить или под углом 90° для коаксиала 50 Ом или под углом 180° для коаксиала 75 Ом по отношению к вибраторам. Необходимо применять не менее трех противовесов для каждого диапазона. В крайнем случае вместо "земли" можно использовать металлическую мачту или металлическую крышу, присоединив к ней оплетку кабеля, эффективна для проведения DX QSO.

Рис. 6.71. *АНТЕННА «ТРИ ТОПОЛЯ»*

АНТЕННА «ТОМ И ДЖЕРИ»

Это укороченная вертикальная антенна (рис. 6.72) для работы в 80-метровом диапазоне имеет длину всего 6 м. Основой конструкции является труба диаметром 100 мм и длиной 6 м, выполненная из диэлектрика (пластик или дерево). На трубу наматывается примерно 40 м медного одножильного провода, имеющего хорошую влагостойкую изоляцию. Верхний конец припаивается к латунному диску, играющему роль емкостной нагрузки. С кабелем эта антенна согласуется с помощоью подстроечного конденсатора.

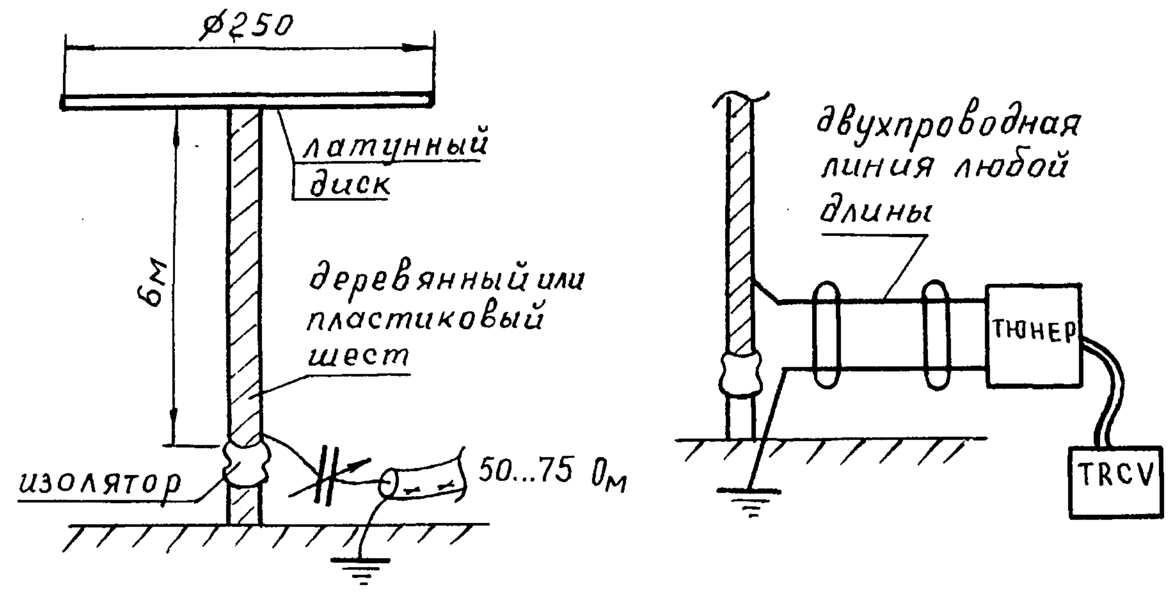


Рис. 6.72. *АНТЕННА «ТОМ И ДЖЕРИ»*

Эта антенна требует хорошего заземления или хотя бы 3 противовеса длиной 20м. Добротность у этой антенны высока, но на 80 м обеспечивает полосу пропускания в 100 КГц при КВС 2.

Действующая высота этой антенны мала, поэтому даже теоретически угол излучения не может быть ниже 50-60°. А реально будет еще большим. КПД этой антенны будет весьма низок (не более 2 %). Но все же, как вспомогательную ее можно использовать. Высота мачты не критична. Она может быть от 2 до 15 метров. При использовании тюнера и питании антенны через двухпроводную линию, она может успешно работать и на других любительских диапазонах 160-10 м.

АНТЕННА «ОРБИТА»

Малогабаритная многодиапазонная антенна (рис. 6.73) представляет собой 3 вибратора, питаемых одним кабелем. Одна часть вибратора расположена вертикально, другая - горизонтально. Практически длина вертикальной части должна быть не менее 5 м, в противном случаевертикальная составляющая ДН будет мала. Излучатели разделены распорками из диэлектрика.

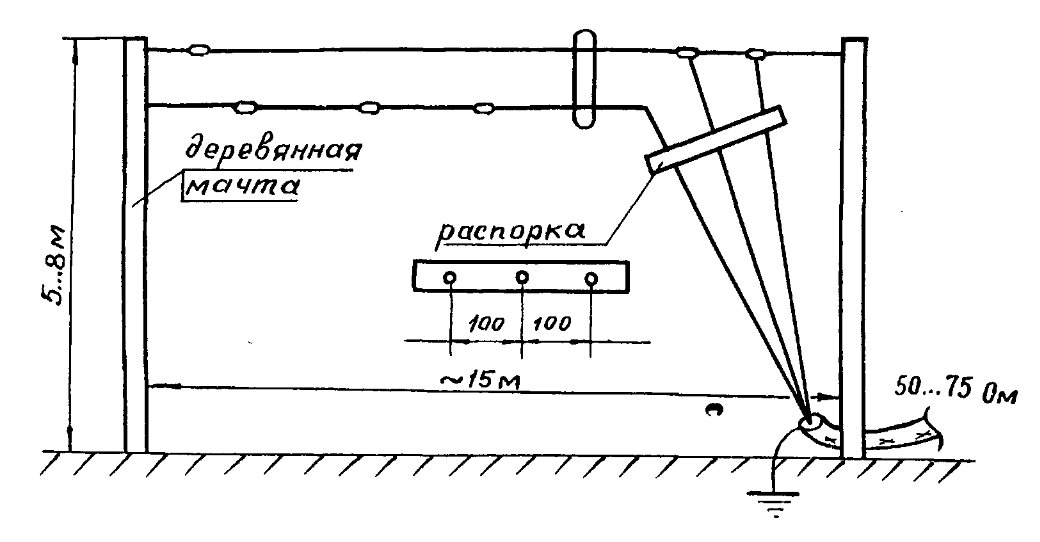


Рис. 6.73. ***АНТЕННА «ОРБИТА»***

Антенна требует хорошего заземления или эквивалента - не менее трех противовесов для каждого диапазон а.

КСВ этой антенны на 10 м и 40 м равен 2, на 80 м равен 1,2. Антенна может работатть и в 20 м диапазоне, но КСВ будет около 4, т.е. в этом случае лучше питать антенну по двухпроводной линии.

Можно сконструировать эту антенну и для других диапазонов, добавляя вибраторы или убирая их. Точную длину вибраторов следует подобрать так, как сильно в данном случае влияние земли. Начальная длина равна λ/4.

АНТЕННА «ВВЕРХ И В СТОРОНУ»

Эта антенна (рис. 6.74) представляет собой вид суррогатного штыря. Д.Н. сосредоточена в области противовеса. Входное сопротивление в пределах 60 Ом, так что подходит любой коаксиальный кабель. Увеличение качества противовесов увеличит эффектитвность работы этой антенны.

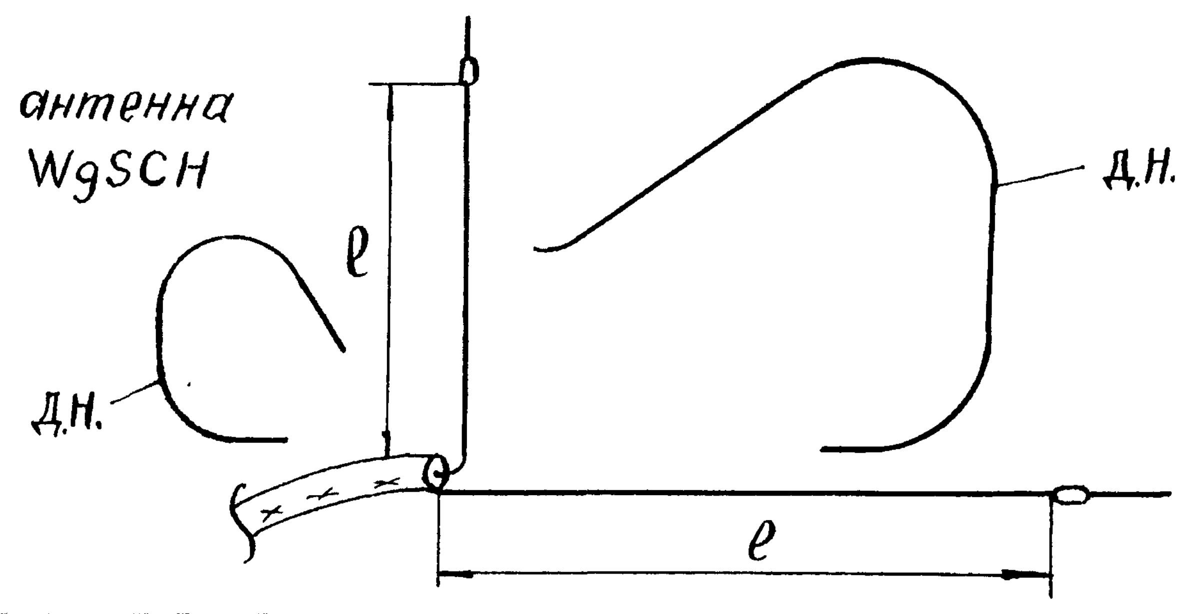


Рис. 6.74. *АНТЕННА «ВВЕРХ И В СТОРОНУ»*

Длина l, м	2,52	2,86	3,35	3,96	5,09	7,07	10,11
f, Мгц	10	12	15	17	20	30	40

Применение для этой антенны толстого провода также улучшает ее работу.

АНТЕННА «ПСЕЛ»

Многодиапазонная вертикальная антенна UT5AA благодаря использованию согласующего работает на 7,14,21 МГц. Задача согласования с фидером на 14 и 28 МГц решена применением несимметричного четвертьволнового трансформатора. Он состоит из отрезка 600-омноной линии. При работе на 7-21 МГц необходимо непосредственно соединять кабель с основанием антенны. Это возможно потому, что теоретически точки В и Г можно совместить. При этом провод А-Б получается согнутым в круг или треугольник (рис. 6.75*а*). При закорочении А-Б антенна работает на 7-21 МГц. Закороченный отрезок провода не влияет на работу антенны на этом диапазоне.

При использовании трансформатора длино 2,6 м эта антенна может работать и на диапазоне 28МГц. Реле и изолятор должны быть хорошего качества, число противовесов не менее трех для каждого диапазона. Так как длина антенны для 7 МГц равна четверти длины волны, на 14 - половине, на 21 – 3/4 длины и на 28 - длине волны, то ее работа на ВЧ диапазонах чрезвычайно эффективна. Можно рекомендовать как антенну для DX - связей.

АНТЕННА «КОНЕК-ГОРБУНОК»

Двухдиапазонная УКВ антенна (рис. 6.76) обеспечивает ДН в диапазоне 2 м, соответствующую ДН полуволнового вибратора, в диапазоне 10 м - четвертьволнового вибратора. Питание этой антенны осуществляется по 75-омному кабелю.



В диапазоне 10 м работает штырь длиной 2,49 м, в 2 метрах вертикальный диполь, образованный трубками одинаковой дины 1. Штырь 2 пропущен сквозь верхнюю половину диполя и соединен с ней в точке подключения центральной жилы кабеля 4. Оплетка кабеля подключена к нижней половине диполя, противовесы 3 – к оплетке кабеля.

Рис. 6.75*а* ***АНТЕННА «ПСЕЛ»***

Рис. 6.76. ***АНТЕНА «КОНЕК – ГОРБУНОК»***

Верхняя половина диполя в диапазоне 2 м образует четвертьволновый стакан, препятствующий появлению токов в штыре.

Штырь изготовлен из дюралевого прутка диаметром 8 мм, диполь из трубок диаметром 30 мм, противовесы - из канатика. Антенна укреплена на мачте с помощью изоляторов.

В качестве изоляторо штыря от стакана используется керамическая октальная панелька, из которой удалены все выводы.



Так как антенна изолирована от земли, необходимо предусмотреть ее грозозащиту. Лучше всего для этих целей исплзовать короткозамкнутый шлейф 5. Длина его равна четверти длины волны на 10 м и япяти четвертям на 2 метрах. При этом его входное сопротивление высоко и не влияет на работу антенной системы.

Аналогично можно сконструировать комбинированные антенны и на другие диапазоны. Следует учесть, что антенна на 2 м оказывает укорачивающее действие на штырь 10м, поэтому его длина должна быть меньше расчетной примерно на 3 %.

АНТЕННА ДВУХДИАПАЗОННАЯ УКОРОЧЕННАЯ W1FB для 160 и 80 м

На диапазоне 80 м используется толко одна секция. Для согласования 80 м части антенны с кабелем используется такая же катушка и для 160 м. Неудобство состоит в том, что нужно переключать согласующее устройство при переходе с диапазона на диапазон, или использовать два коаксиальных кабеля. Таким же образом можно на антенне (рис. 6.77) расположить и вибраторы для работы в других диапазонах. Антенна не сложна в настройке и эффективна в работе.

АНТЕННА «ТЕЛЕСКОП»

Телескопическая двухдиапазонная антенна (рис. 6.78) разработана для использования в экспедициях. Состоит она из телескопической мачта, в середине которой установлен сменный контур. Если на выдвижных секциях антенны нанести риски, соответствующие различным диапазонам, то ее легко можно перестроить с одного диапазона на другой. Контур настраивают отдельно от антенны на ВЧ диапазон, на котором работает антенна. Настройка антенны заключается в настройке на ВЧ диапазон антенны изменением длин *CDE,* затем измнененим длины А настраивают на НЧ диапазон. Для успешной работы этой антенны необходимо использовать не менее 3 противовесов на каждый диапазон. Контур следует защищать от атмосферных воздействий. Трубки могут быть и другого диаметра.

A ⌀ 6 мм
B ⌀ 16 мм
сменный контур
C ⌀ 16 мм
D ⌀ 19 мм
E ⌀ 22 мм
F ⌀ 25,4 мм
50...75 Ом коакс.

Рис. 6.77.

Рис. 6.78.

Диапазон МГц	A	B	C	D	E	F	C_1 пФ	L_1 мкГН	1	2	3	
21/28	63,3	40,6	63,6	63,6	63,6	83,8	18	1,7	3,5	9	4,5	*
	50	40,6	54,6	54,6	54,6	83,8						**
14/21	96,5	83,8	94	94	94	83,8	25	2,25	3,5	11	5	*
	83	83	83	83	83	83						**
10'14	106	140	140	140	140	124	39	3,25	3,5	13	5	*
	94	94	128	126	126	124						**

* - длина секции до регулировки
** - примерная длина секций после регулировки
1 - диаметр катушки в см
2 - количество витков
3 - длина намотки в см

АНТЕННА «БУЛАВА ГЕТЬМАНА»

Коммерческая укороченная антенна (рис. 6.79*а*) в общем случае представляет собой штырь 2,6 м, в центре которого включена нагрузочная катушка. Согласование антенны с кабелем производится с помощью катушки 2. Для эффективной работы этой антенны необходимо хорошее заземление кабеля и катушки 2 с корпусом автомобиля, на котором установлена антенна или другой земляной системой. Эта антенна строго однодиапазонна. Превратить ее в многодиапазонную можно только сменой катушек.

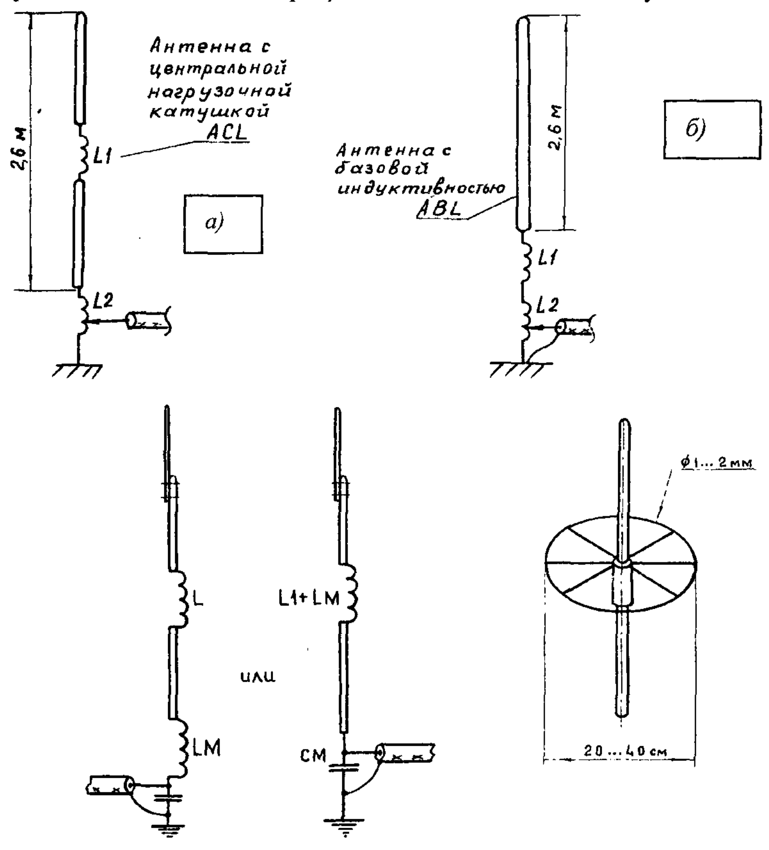


Рис. 6.79.

Если затруднено расположение катушки в центре антенны и необходимо исплозовать эту антенну для нескольких диапазонов, используют антенну с базовой индуктивностью (рис. 6.79*а*). КПД такой антенны меньше, чем КПД, но в данном случае легко производить смену индуктивностей для работы в разных диапазонах. Настраиваются эти антенные системы сначала небольшими изменением длины антенны или величины 1, затем отводом 2.

Для большей эффективности работы антенны рекомендуется использовать «емкостную систетму» (рис. 6.79*б*). Все параметры индуктивностей остаются прежними.

В целях дальнейшего упрощения согласования антенны с ябелем можно использовать согласование антенны с помощью конденсатора . Катушку L_m можно поставить около конденсатора, так и поставить ее в центр антенны. В последнем случае КПД будет чуть ниже.



Все указанные здесь элементы нуждаются в точной подстройке для каждого диапазона, т.к. резонанс антенныы для каждого диапазона зависит от многих случайных величина.

Антенна такого типа может использовать как основная на 10-20 м, на остальных диапазонах ее эффективность будет весьма мала.

	ABL				ACL			
f кГц	L_1 мкГН	L_2 мкГН	L_m мкГН	C_m пФ	L_1 мкГН	L_2 мкГН	L_m мкГН	C_m ПФ
1800	345	3	3,09	1772	700	3,7	3,3	1294
3800	77	1,2	1,2	1286	150	1,4	1,4	830
7200	20	0,6	0,66	580	40	0,7	0,7	505
14200	4,5	0,29	0,3	342	8,4	0,33	0,3	256
21150	1,25	0,28	0,23	191	20	0,29	0,27	125
29000	-	0,23	0,2	76	-	-	-	-

Параметры катушек для индуктивности для коммерческой антенны

L мкГН	700	345	150	77	40	20	8,6	4,5	2,5	1,75	1,25	25	4,5	20	40
1	190	135	100	75	28	22	16	12	8	6	6	8	10	17	34
2	7,62	7,62	6,35	6,35	6,39	6,3	5	6,3	4,32	4,32	6	6	5	6	6
3	25,4	25,4	25,4	10	5	6,85	5	10,2	5	5	11,5	11,5	3	3	10

1 – количество витков
2 – диаметр катушки в см
3 – длина намотки в см

АНТЕННА «ПЕНТА»

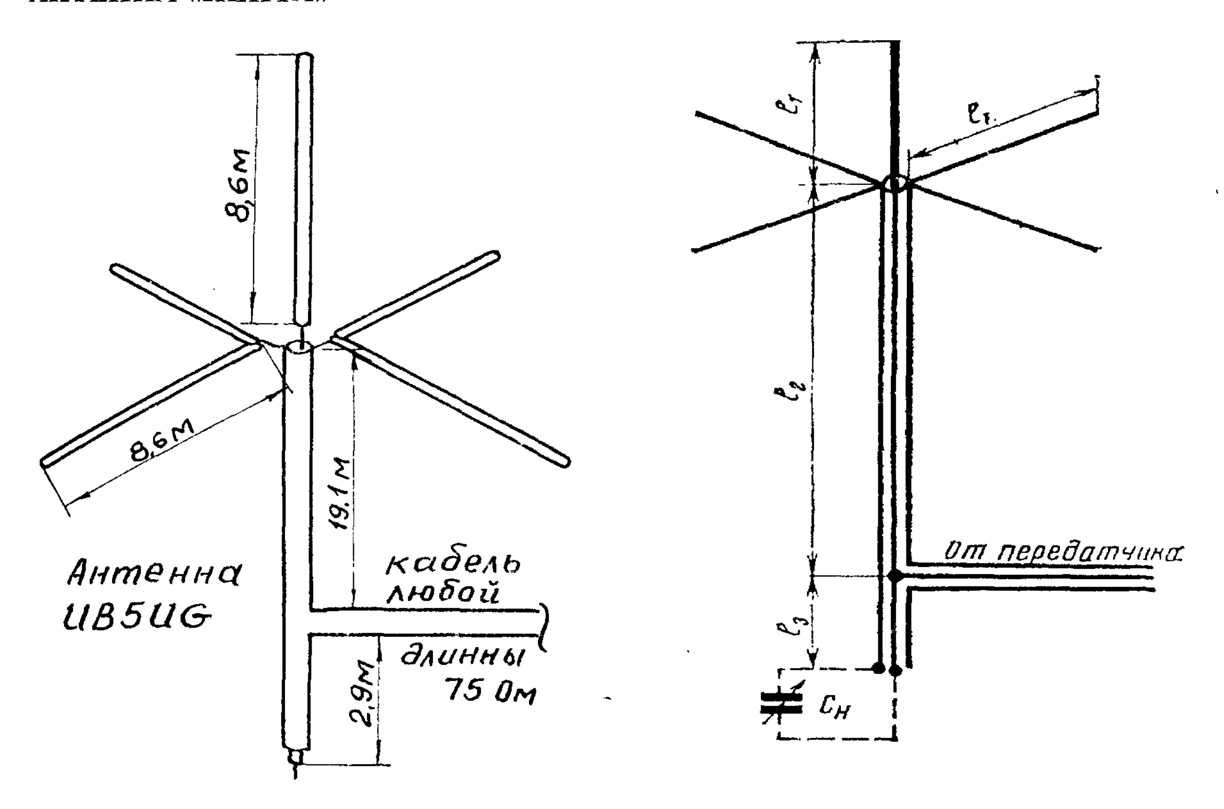


Рис. 6.80. *АНТЕННА «ПЕНТА»*

Пяти диапазонная антенна UB5UG на 10, 15, 20, 40, 80 м работает на 5 диапазонах благодаря тому, что возникающие реактивности компенсируютя шлейфом и правильно выбранной длиной кабеля до шлейфа. Для более точной настройки антенны можно на конце шлейфа включить конденсатор переменной емкости. Шлейф при этом следует укоротить до 2...2,5 м

У каждого коротковолновика велико желание иметь набор антенн для каждого диапазон аволн, но не всегда это осуществимо из-за отсутстви места и условий для размещения этих антенн. Приходится идти на компромис и ставить многодиапазонные.

Наиболее приемлемыми оказались вертикальные антенны. Длительное время эксплуатировалась пятидиапазонная вертикальная антенна, предложенная Ю. Мединцом. Антенна (рис. 6.80) хорошо работает от 10 до 40 метров, на 80 метрах ее эффективность низка, однако вследствии простоты конструкции можно рекомендовать к широкому применению.

Резонансная длина антенны вместе с питающей линией должна быть равна 42,5 м, поэтому длина излучающей части l_l определяется выражением (все размеры в метрах)

$l_1 = 42{,}5 - \varepsilon(l_2 + l_3)$, где ε - диэлектрическая постоянная диэлектрика (для большинства отечественных кабелей со сплошной изоляцией из стабилизированного полиэтилена ε=1,51).

Ю. Мединец рекомендует длину излучающей части и противовесов брать равной 8,6 м. Излучатель может быть выполнен из трубки диаметром 15 - 20 мм и при необходимости укреплен одним-двумя ярусами оттяжек. Количество противовесов должно быть не менее четырех, выполняют их из канатика или медного провода диаметром до двух-трех миллиметров. Без заметного ухудшения работы антенны в качестве противовеса может быть использована металлическая крыша, имеющая достаточные геометрические размеры. Настраивается антенна изменением длины отрезка l_3 (по рекомендации UB5UG l_3=2,9 м) по минимуму КСВ в кабеле , идущем от передатчика, в диапазоне, на котором предполагается наиболее активная работа. Так, при настройке антенны на 20 – метровом диапазоне с КСВ не более 1,3, на диапазонах 10,14 и 40 м КСВ может дойти до 2, на 80 – метровом диапазоне – до 3-4.

При работе в соревнованиях, выполнении условий различных дипломов усешная работа на 40 и 80 – метровых диапазонах не менее важна, чем на более высокочастотных. В связи с этим антенна была несколько модифицирована (рис. 6.81). Длина излучателя l_1 увеличена до 11,2 м, при этом длина питающей линии определяется выражением

$$l_2 = \frac{42{,}5 - l_1}{\varepsilon}$$

что для кабеля с ε= 1,51 составляет 20,6 м.

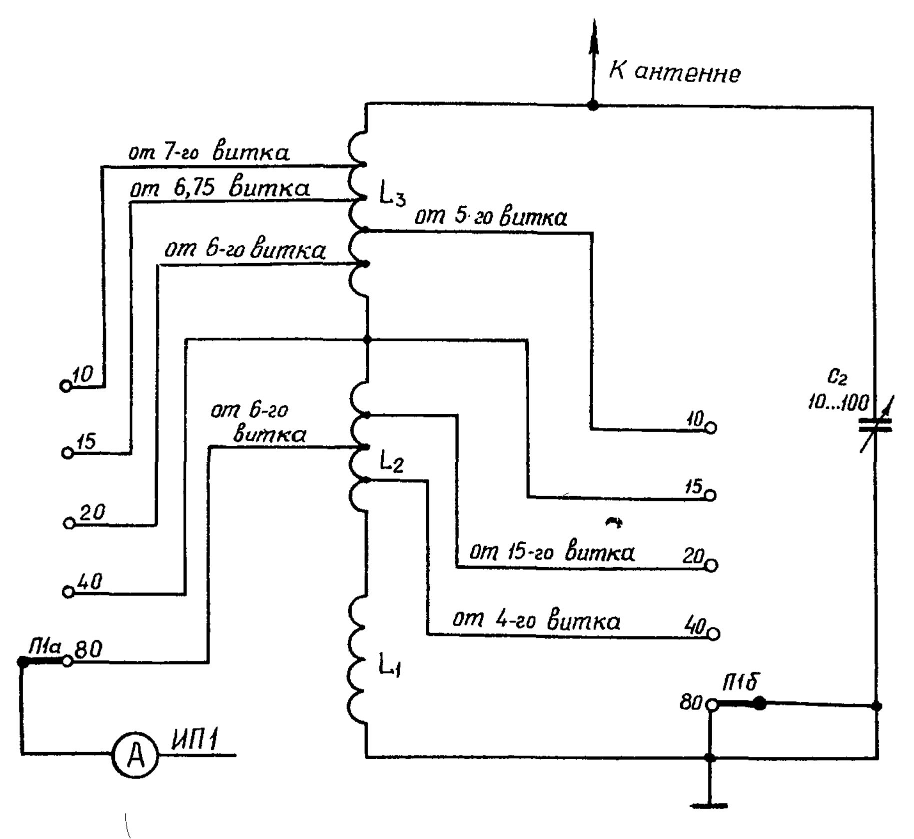


Рис. 6.81.



Намоточные данные катушек антенного блока ($L_1 - L_2$) приведены в таблице6-6. Все катушки намотаны медным посеребренным проводом. Диаметр провода дан для случая использования антенны в передатчике мощностью 200 Вт (для передатчиков меньшей мощности диаметр провода можно соответственно уменьшить).

ТАБЛИЦА 6-6

Обозначение по схеме	Число витков	Диаметр намотки, мм	Длина намотки, мм	Диаметр провода, мм
L_1	24	49	45	1,2
L_2	18	51	51	2,2
L_3	9	35	105	3,0

Допускается бескаркасная намотка всех катушек. Отводы в катушках L_2 и L_3 сделаны, считая от заземленного конца, как показано на рис. 6.81.

Внешние размеры блока 280×210×210 мм. Катушки $L_1 - L_3$ установлены на металлическом шасси блока на фарфоровых изоляторах (можно использовать в качестве изоляторов текстолит, фторопласт, полистирол). Переключатель $П_1$, приборы $ИП_1$, $ИП_2$, резистор R_1 и конденсатор C_1 установлены на передней стенке, изготовленной из листового металла толщиной 1,5 мм.

Можно в качестве фидера применить кабель с волновым сопротивлением 50 Ом. Но это несколько ухудшает параметры антенны. Потому что возрастут потери в фидере. Следует учесть, что чем больше волновое сопротивление кабеля, тем меньше величина потерь, т.к. кабель работает в режиме стоячей волны.

Антенну можно настроить без ГСС. Для этого антенный блок необходимо изолировать от «земли» и отключить антенну от передатчика, а точку *А* см. рис. 6.81 подключить к зажиму «антенна» связного приемника. В этом случае антенный контур работает в качестве фильтра-пробки. Настройку (подбор индуктивности при среднем положении конденсатора C_2) производят в середине каждого диапазона (или его участка) по минимуму сигнала принимаемых станций. Подбор коэффициента связи с антенной можно произвести по эквиваленту нагрузки, сравнивая ток проходящий через амперметр $ИП_1$ (или по яркости свечения лампочки , подключаемой вместо $ИП_1$). При наличии лампового вольтметра можно сравнивать величину напряжения на эквиваленте нагрузки и на входе антенного контура, причем подбор точки включения необходимо начинать от «холодного» конца. Величина сопротивления эквивалентной нагрузки должна быть равна волновому сопротивлению коаксиального кабеля, соединяющего выход передатчика с антенным блоком. Эквивалентное сопротивление нагрузки должно иметь чисто активный характер. Мощность, рассеиваемая на эквиваленте нагрузки, определяется выходной мощностью передатчика. Окончательную настройку блока производят с помощью конденсатора C_2 по максимуму отклонения стрелки $ИП_2$, учитывая при этом и данные, полученные от корреспондентов.

Для излучателя предпочтительней применить материал, имеющий наименьшее удельное сопротивление, что снизит активные потери, однако при этом следует учитывать прочность и вес материала.

Вместо трубки в качестве излучателям можно использовать набор из 10 и более проводов (диаметр провода около 1 мм) при диаметре колец, к которым припаиваются провода, около 20 мм. Диаметр колец можно увеличить до 50 – 100 мм, при этом количество вертикальных проводов должно быть увеличено до 70 – 150 шт. При такой конструкции излучателя необходимы промежуточные соединительные кольца с шагом не более 1 мм.

Изменить длину фидера можно. При этом необходимо пересчитать размеры l_1 и l_2, пользуясь формулой, приведенной ранее.

При значительном увеличении длины фидера в формуле вместо значения 42,5 можно подставить 84,8 или 127,2. Данные антенного блока в этом случае остаются без изменений.

При уменьшении длины фидера в формуле вместо значения 42,5 можно подставить 21,3 с соответственным пересчетом l_1 и l_2, но при этом антенна будет работать только в диапазонах 10,15,20, и 40 м.

Если оттяжки металлические, то через отрезок $\alpha = 0,2\ \lambda$ (где λ – наименьшая длина волны в м) необходимо установить изоляторы. Оттяжки должны быть также надежно изолированы от излучателя (это относится и к неметаллическим оттяжкам).

Схема подключения блока к передатчику при этом остается без изменений, а длина кабеля при коэффициенте ε=1,51 должна быть равна 22,4 м.

Трубы разного диаметра применять можно. Соединять трубы как одного так и разных диаметров можно втулкой, сваркой, любым другим способом, обеспечивающим надежный электрический контакт.

АНТЕННА «ЗАПАХ ФИАЛКИ» вертикальный трехэлементный волновой канал

За основу антенны (рис. 6.82) взят полуволновый вибратор 1, изготовленный из трубы диаметром 40-60 мм. На отрезке мачты вибратор 1 длиной 1,5 м укреплен опорный изолятор 3. Траверса 4 изготовлена из сосновых реек сечением 25×25 мм, может быть применен и бамбук. Концы траверсы растянуты при помощи вертикальной деревянной стойки и капронового шнура 5. Узел крепления траверсы тщательно выполнить из хорошего диэлектрика, так как в этой точке напряжение на вибраторе максимально. К концам траверсы при помощи орешковых изоляторов подвешены директор 6 и рефлектор 7, выполненные из медного провода или канатика желательно большого диаметра. Вибратор питается с помощью фидера из коаксиального кабеля любой марки через четвертьволновый короткозамкнутый трансформатор (рис. 6.82).

Рис. 6.82

Рис. 6.83

Точку включения фидера подбирают по минимуму КСВ. Чем ниже сопротивление фидера тем ближе к перемычке точка его включения. Трансформатор сделан из медного провода диаметром 2 мм, изоляционные распорки – из органического стекла или другого изолятора.

Длина активного вибратора при диаметре трубки 60 мм равна 1010, директора – 975, рефлектора – 1076, траверсы – 620 см. Длина пассивных элементов зависит от высоты здания, материала крыши и т.п., поэтому желательно подобрать размеры директора и рефлектора, добиваясь максимального подавления заднего лепестка. Процедура настройки облегчена тем, что концы элементов находятся на высоте чело-

веческого роста. Вибратор крепят к крыше при помощи изолированных оттяжек. Нижние концы директора и рефлектора оттянуты капроновым шнуром. Если узел крепления траверсы к вибратору сделан поворотным, то отцепляя оттяжки пассивных элементов от крыши, антенну можно ориентировать в любом направлении.

Достаточно ввести в конструкцию антенны два высокочастотных реле, например, от передатчика РСБ-70, и диаграмму направленности можно будет переключать в противоположных направлениях без поворота траверсы. На рис. 6.83 показана схема включения контактов реле. Длина элементов 6 и 7 и на этот раз одинакова и равняется длине директора – 975 см. Контакты реле подключают к каждому элементу отрезка провода 8 и 9, удлиняющие их до размера рефлектора8 Длину этих отрезков следует подобрать, настраивая антенну с помощью индикатора напряженности поля по максимальному подавлению заднего лепестка. При такой настройке антенна имеет достаточно широкий основной лепесток и коэффициент усиления 6-7 дБ.

ДВУХДИАПАЗОННАЯ ВЕРТИКАЛЬНАЯ АНТЕННА «МОНАХИ ТИБЕТА» на 3,5 и 7 МГц

Рис. 6.84.

На диапазоне 3,5 МГц и 7 МГц была разработана автором для проведения дальних связей. Как известно, основными параметрами, определяющими эффективность такой антенны, являются сопротивление излучения и КПД. КПД антенны определяется отношением R_{ξ} к $R_{П}$ потерь. Рассчитать величину по-

следнего трудно. Оно может быть пренебрежимо малым только при наличии идеальной искусственной земли (не менее 120 горизонтальных лучей), что практически выполнить трудно. За счет подключения синусной нагрузки в верхней точке питания увеличивается электрическая длина антенны, без увеличения ее физической длины. На рис. 6.84*а* показаны эпюры распределения токов. Сравнение площадей эпюр токов у этих антенн говорит в пользу последней. Величина емкости, которую могут иметь некоторые виды конструкций емкостной нагрузки, видна из графика рис. 6.84*б*.

В антенне роль емкостной нагрузки выполняют четыре наклонных под углом 45°, являющихся частью оттяжек, удерживающих антенну. На рис. 6.84*в* приведен один из возможных способов питания коммутирующего реле без дополнительных проводов. Величина активной составляющей входного сопротивления антенны составляет соответственно 35 Ом на частоте 7 МГц и 10 Ом на частоте 3,5 МГц. Антенна питается по коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением 75 Ом. Для согласования ее с фидером включен четвертьволновый трансформатор из 50-омного кабеля, длиной 14,1 м. На рис. 6.84*г* приведена зависимость КСВ от частоты. На рис. 6.84*д* даны размеры антенны. При настройке антенны необходимо пользоваться гетеродинным индикатором резонанса и КСВ метром. Предварительно с помощью ГИРа определяют резонансную частоту антенны, для чего вибратор подключают к системе проводников искусственной земли. Эта частота должна быть 5,5 МГц. Затем между вибратором и системой искусственной земли включают контур из катушки индуктивности и емкости. Изменяя величину индуктивности добиваемся резонанса на частотах 7 и 3,5 МГц. Впоследствии контур помещается в герметическую коробку. Проверка антенны в соревнованиях показала ее эффективность именно при работе с дальними корреспондентами.

АНТЕННА «БАРМАЛЕЙ»

Такую антенну при необходимости можно незаметно разместить в кроне деревьев или на деревянном чердаке дома. Недостаток ее заключается в низком КПД и узкой полосе пропускания, которые обусловлены малым количеством противовесов и относительно тонким проводом для штыря. Может использоваться для работы в экспедициях. Диаграмма направленности имеет провалы в местах отсутствия противовесов и вытянута вдоль их на рис. 6.85.

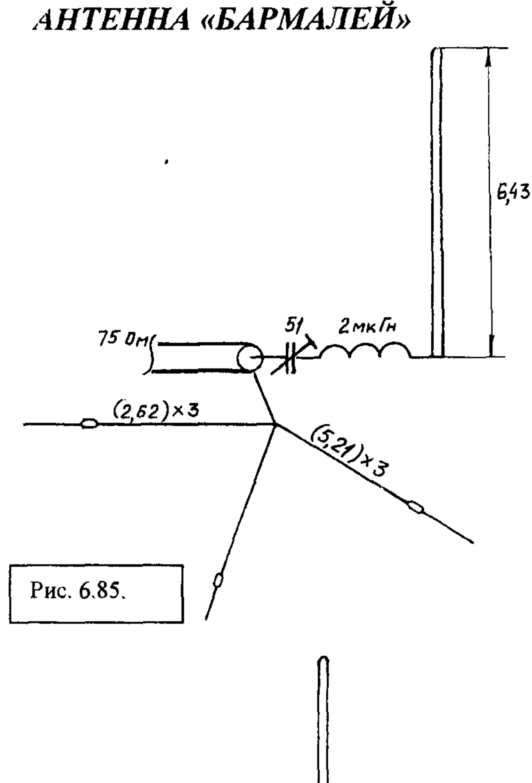


Рис. 6.85.

Рис. 6.86. *АНТЕННА «ПЕРСТЕНЬ»*

АНТЕННА ШТЫРЕВАЯ С КОЛЬЦЕВЫМ ПРОТИВОВЕСОМ «ПЕРСТЕНЬ»

Антенна (рис. 6.86) состоит из штыря длиной 260 см и противовесного кольца диаметром 155 см, штырь и кольцо изготавливаются из дюралевых трубок, диаметром 16…22 мм, используется коаксиал 75 Ω. Антенна дает круговую диаграмму направленности и повышенный КПД по сравнению со штырем, у которого противовесы не соединены кольцом.

АТЕННА СВ «КОТ В САПОГАХ» на 10 метров

Материал – медь, алюминий. На рис. 6.87 вариант исполнения.

⌀10...40мм

2,7м

4 противовеса
длиной 2,7м и
⌀1-2мм

75-50 ОМ

Штырь

Деревянная или
пластиковая мачта

Противовесы

Рис. 6.87.

АНТЕННА НА 5 ДИАПАЗОНОВ «ЦИРКОНИЙ»

Оригинальную конструкцию пятидиапазонной антенны (рис. 6.88) предложил UA4PA. Настройка антенны осуществляется прямо с места оператора (преимущество). Выход передатчика подключен к части контура с входным сопротивлением 75 Ом, что обеспечивает КСВ близком к 1 на каждом диапазоне. При помощи ГИР или ГСС с ламповым вольтметром подбирают индуктивность катушек L_1, L_2, L_3 для каждого диапазона при среднем положении переменного конденсатора C_1. Грубая настройка производится подбором витков, точная – изменением емкости конденсатора C_1. Затем подбирают точку подключения фидера от передатчика для каждого диапазона по минимальному показанию КСВ - метра. Окончательная настройка производится по максимальному показанию ВЧ поля вблизи «горячего» конца контура. Антенна хорошо работает на 40, 20, 15 и 10 м и неплохо на 80 м.

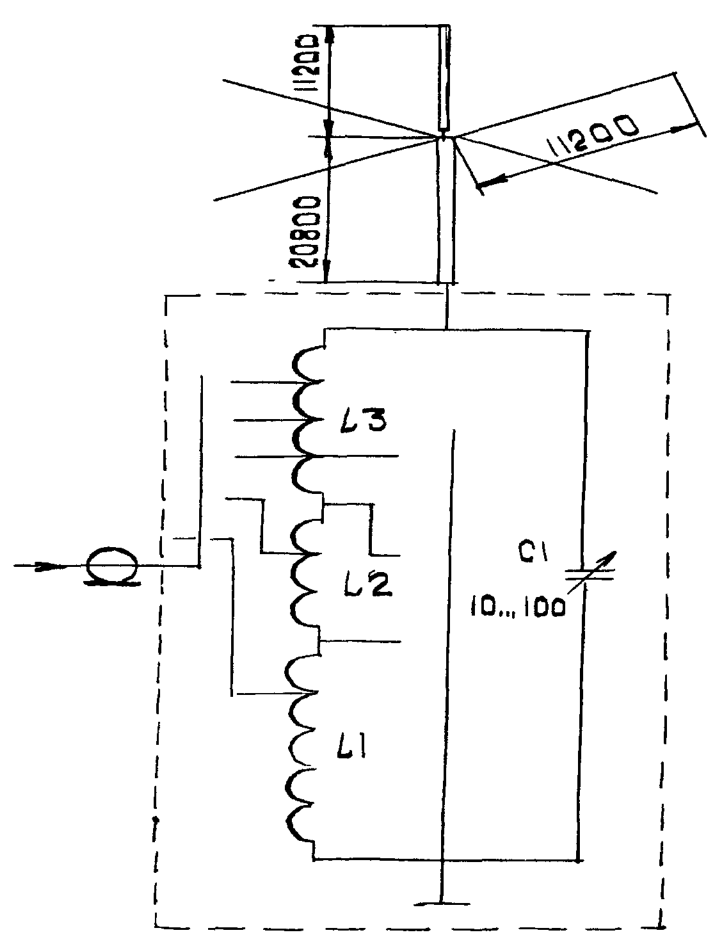


Рис. 6.88.

АНТЕННА «БУМЕРАНГ» на 8 диапазонов

Диапазон	Длина	Усиление
10	0,58	3 дБ
12	0,51	2
15	0,43	1,5
17	0,36	1
20	0,28	0,5
30	0,2	
40	0,15	
80	0,08	



Антенна «БУМЕРАНГ» изображенная на рис. 6.90.

Согласование с ТХ производится с помощью СУ для работы на 30-80 м, как вспомогательная. Использовать не менее 3 противовесов.

Вертикальная антенна для 8 диапазонов

Ø1...2

6

Открытая линия КАТВ „Лапша" 300...600 Ом любой длины

6

Рис. 6.90.

МНОГОВИБРАТОРНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА «СИВИЙ КАПІТАН»

Многовибраторную антенну, как и многорезонансную, с некоторым приближением можно рассматривать как дальнейшее развитие телескопической антенны. Действительно, если длина телескопической антенны устанавливается в зависимости от рабочей частоты, то в многовибраторной антенне определяющее влияние на ее параметры (на входное сопротивление и диаграмму направленности) будет оказывать тот вибратор, собственная частота которого наиболее близка к рабочей частоте.

В известных типах многовибраторных антенн каждый вибратор настраивается на заданную рабочую частоту, в результате чего кривая входного сопротивления антенны получается многорезонансной.

Известная многовибраторная широкополосная антенна, выполненная в виде линейной системы из большого количества вибраторов, причем основания вибраторов лежат на одной линии и соединены между собой. Длина наибольшего вибратора составляет $0{,}25\,\lambda_{max}$. Питание антенны осуществляется со стороны вибратора максимальной длины, а конец линии за наименьшим вибратором заземлен. Такая антенна имеет достаточно хорошие значения КБВ в рабочем диапазоне и имеет направленную в горизонтальной плоскости диаграмму.

При сворачивании в круг, антенны в цилиндр, радиус которого для обеспечения работы в заданном диапазоне частот должен составлять несколько метров, антенна становится ненаправленной.

Метод построения широкополосных многовибраторных антенн

Ниже рассмотрен метод построения малогабаритных широкополосных КВ-антенных устройств, сущность которого заключается использовании системы соединенных в основании вибраторов разной длины, расположенных относительно друг друга на расстояниях, значительно меньших по сравнению с рабочими длинами волн.

Входное сопротивление такого антенного устройства определяется как параллельное соединение входных сопротивлений, составляющих его вибраторов. Сопротивление каждого вибратора слагается из собственного сопротивления и наведенного другими вибраторами. Последнее определяется отношением токов в вибраторах и их взаимным сопротивлением. Взаимное сопротивление вибраторов зависит от их размеров и расположения. Для параллельных вибраторов с произвольными длинами l_k и l_n расчет взаимного сопротивления может быть произведен по формуле:

$$Z_{kn} = i60\int_0^{l_k}\left[\frac{e^{-im\sqrt{(\xi+l_k)^2+d^2}}}{\sqrt{(\xi+l_k)^2+d^2}}+\frac{e^{-im\sqrt{(\xi-l_k)^2+d^2}}}{\sqrt{(\xi-l_k)^2+d^2}}-2\cos ml_k\frac{e^{im\sqrt{\xi^2+d^2}}}{\sqrt{\xi^2+d^2}}\right]\sin m(l_n-\xi)d\xi$$

где d – расстояние между осями вибраторов.

Токи, текущие в отдельных вибраторах, можно найти из решения системы уравнений, связывающих токи, напряжения и сопротивления:

$$\left.\begin{array}{l} U_1 = I_1Z_{11} + I_2Z_{12} + \ldots + I_kZ_{1k};\\ U_2 = I_1Z_{21} + I_2Z_{22} + \ldots + I_kZ_{2k};\\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\ U_k = I_1Z_{k1} + I_2Z_{k2} + \ldots + I_kZ_{kk}. \end{array}\right\}$$

Здесь $Z_{11}, Z_{22}, \ldots, Z_{kk}$ - собственные сопротивления отдельных вибраторов, составляющих антенну.

Возбуждение вибраторов рассматриваемой антенны можно считать синфазным, поскольку расстояние между ними значительно меньше длины волны. Поэтому полагаем $U_1=U_2=\ldots=U_k=U_A$.

Входное сопротивление антенны определяется из выражения:

$$Z_A = \frac{U_A}{I_A} = \frac{\sum(I_k' - iI_k'')}{\left[\sum_1^k I_k'\right]^2 + \left[\sum_1^k I_k''\right]^2}$$

где I_A - общий ток в антенне; I_k' и I_k'' – соответственно действительные и мнимые составляющие тока, текущего в k-м вибраторе.

Рассмотренный метод позволил осуществить создание малогабаритной, широкополосной антенны, свободной от недостатков аналогичных по назначению антенн.

На рис. 6.91 показан общий вид многовибраторной антенны в виде системы соединенных в основании вертикальных проводников разной длины, расположенных по окружности вокруг центрального проводника, нагруженного сосредоточенной емкостью и являющегося несущим элементом конструкции антенны.

Эквивалентная длина центрального проводника 4, нагруженного сосредоточенной емкостью, выбирается равной 0,25λ. Боковые вибраторы 2 располагаются вокруг центрального вибратора равномерно по кругу радиусом $r \geq 0{,}03\lambda_{min}$.

Количество и длины боковых вибраторов выбираются образом, чтобы в рабочей полосе осуществлялась взаимная компенсация реактивных сопротивлений вибраторов, составляющих антенну.

На рис. 6.92 приведены экспериментальные кривые активной R_A и реактивной X_A составляющих входного сопротивления, а на рис. 6.93 – КБВ (кривая 1), измерение на входе многовибраторной антенны высотой = 9 м. В диапазоне с более чем четырехкратным перекрытием (6,2 – 25,6 МГц) КБВ падает ниже 0,2 лишь на низкочастотном краю диапазона. На рис. 6.93 (кривая 2) одного центрального проводника.

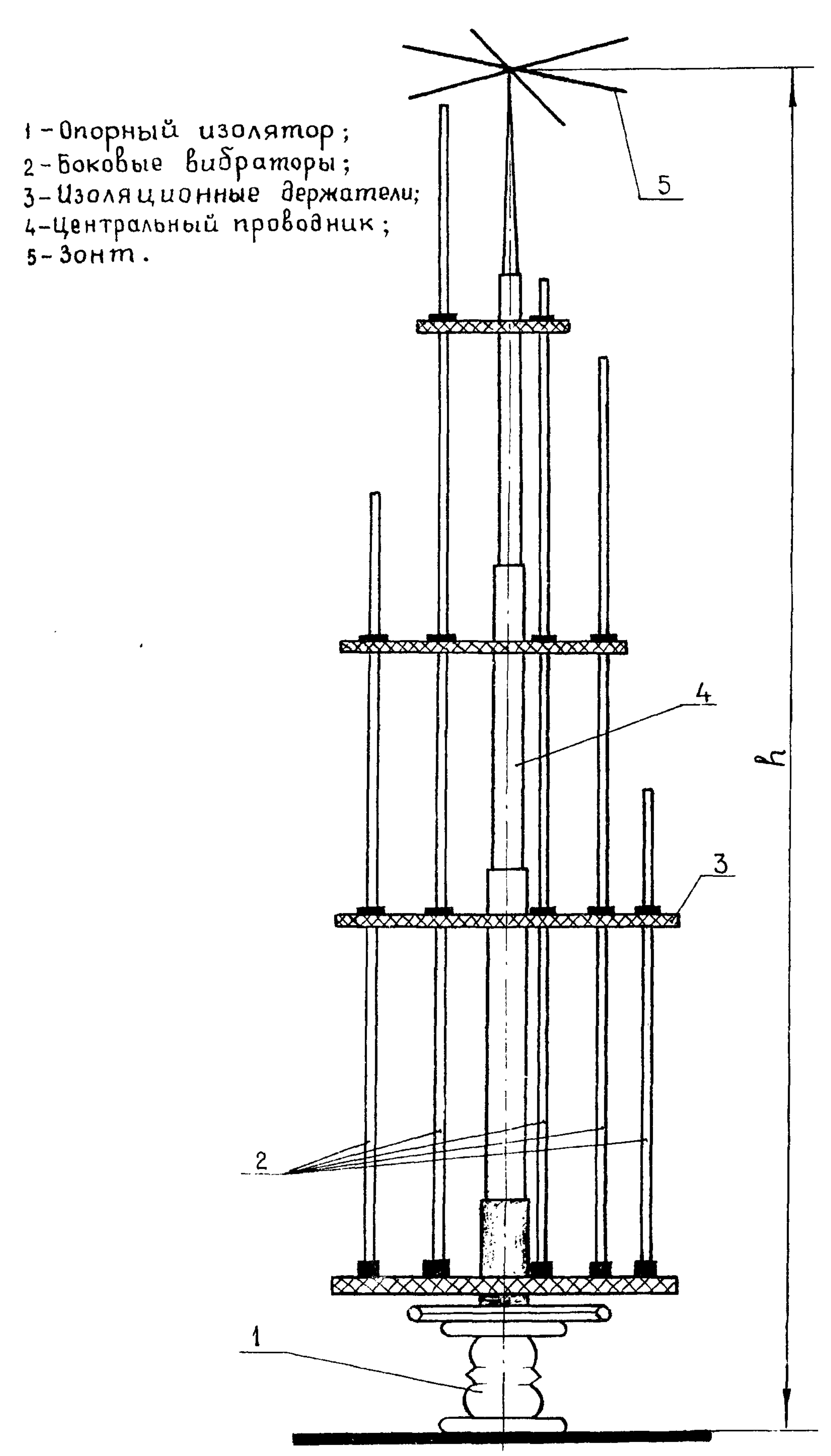

1-Опорный изолятор;
2-Боковые вибраторы;
3-Изоляционные держатели;
4-Центральный проводник;
5-Зонт.
5
4
h
3
2
1

Рис. 6.91.

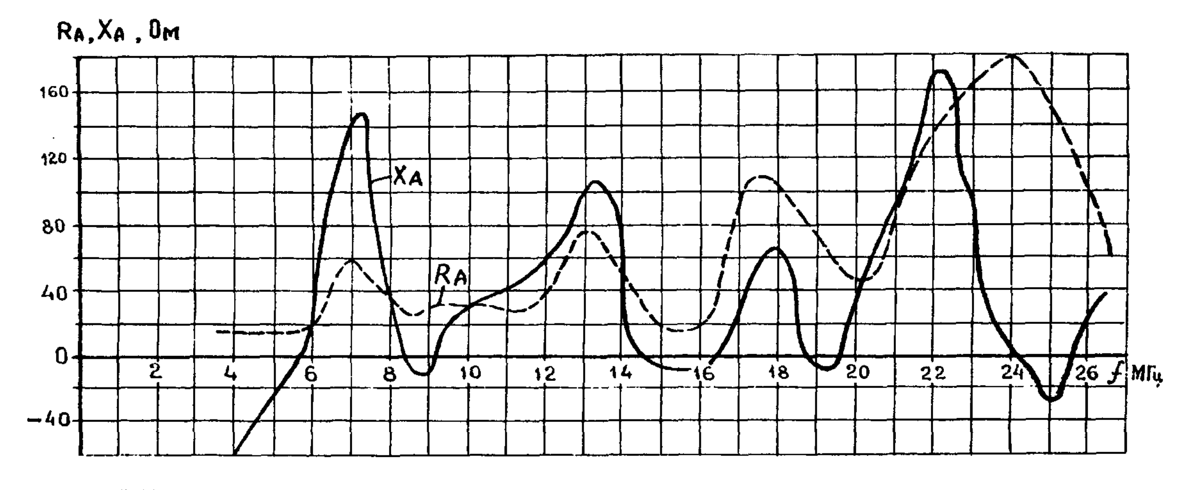


Рис. 6.92

Графики к.б.в. многовибраторной антенны (1) и антенны без боковых вибраторов (2).

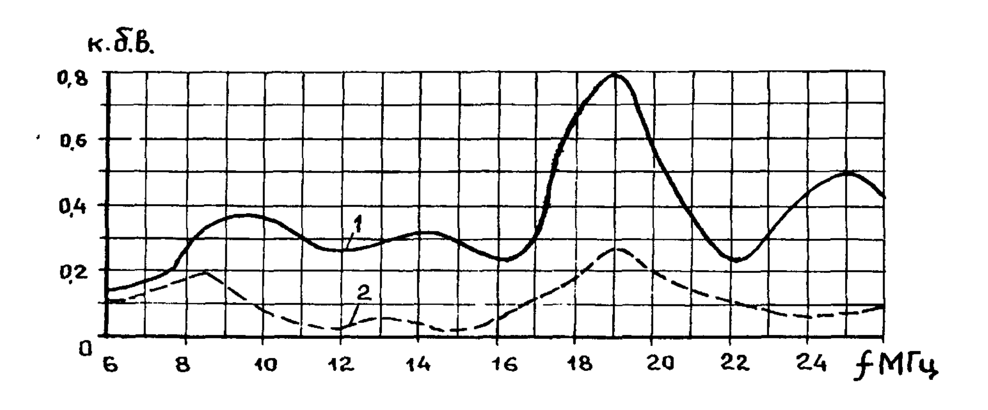


Рис. 6.93.

В таблице 6-7 представлены результаты измерения входного сопротивления рассматриваемой многовибраторной антенны. Ее отличительными особенностями являются относительно небольшие размеры, простота и механическая прочность конструкции.

ТАБЛИЦА 6-7

f, МГц	$R_А$, Ом	$X_А$, Ом	КБВ
4,0	16,4	+ 40,0	0,16
4,6	30,0	+ 9,0	0,30
6,2	78,0	- 64,0	0,45
6,5	113,0	- 77,0	0,40
8,2	219,0	- 25,0	0,33
8,5	230,0	0	0,32
8,8	225,0	+ 99,0	0,27
12,3	116,0	+ 41,5	0,56
13,2	53,0	+ 10,0	0,66
16,4	263,0	0	0,29
17,3	106,0	0	0,72
22,0	123,0	+ 48,0	0,51
22,7	116,0	+ 44,0	0,53
24,0	102,0	+ 12,0	0,72
25,6	100,0	0	0,76



АНТЕННА «ПОРОГИ ДНЕПРА» на 160 м 80 и 40 метров

2160
Ø60
18000
300
300
3000
K1,1
K1,2
1,97 мкГн
1130
K2
8,9 мкГн
295
9,5 мкГн
296
K3
K4
50 ом

Рис. 6.94.

Трехдиапазонный вариант антенны (рис. 6.94) для работы в диапазонах 160,80,40 м. Согласующее устройство размещено в геометрическом боксе. Коммутация L и C цепей с помощью реле.

АНТЕННА «ВОЛОДИМИРСКИЙ СОБОР»

Диаграмма прижата к земле ниже 20°, что обеспечивает хорошие условия для антенны. На 1,8 и 3,5 МГц в радиусе до 1,5 тысяч км проигрывает антенне IV до 2,5 баллов, а свыше 4000 км выигрыш до 2 баллов перед IV. Удовлетворительно работает на 14 МГц и хорошо на 7 МГц.

Антенна имеет возможность дистанционной «холодной» подстройки по всему диапазону по максимуму сигнала на прием рис. 6.95. Противовесы, кабель питания и управления расположены под землей на глубине 50 см.

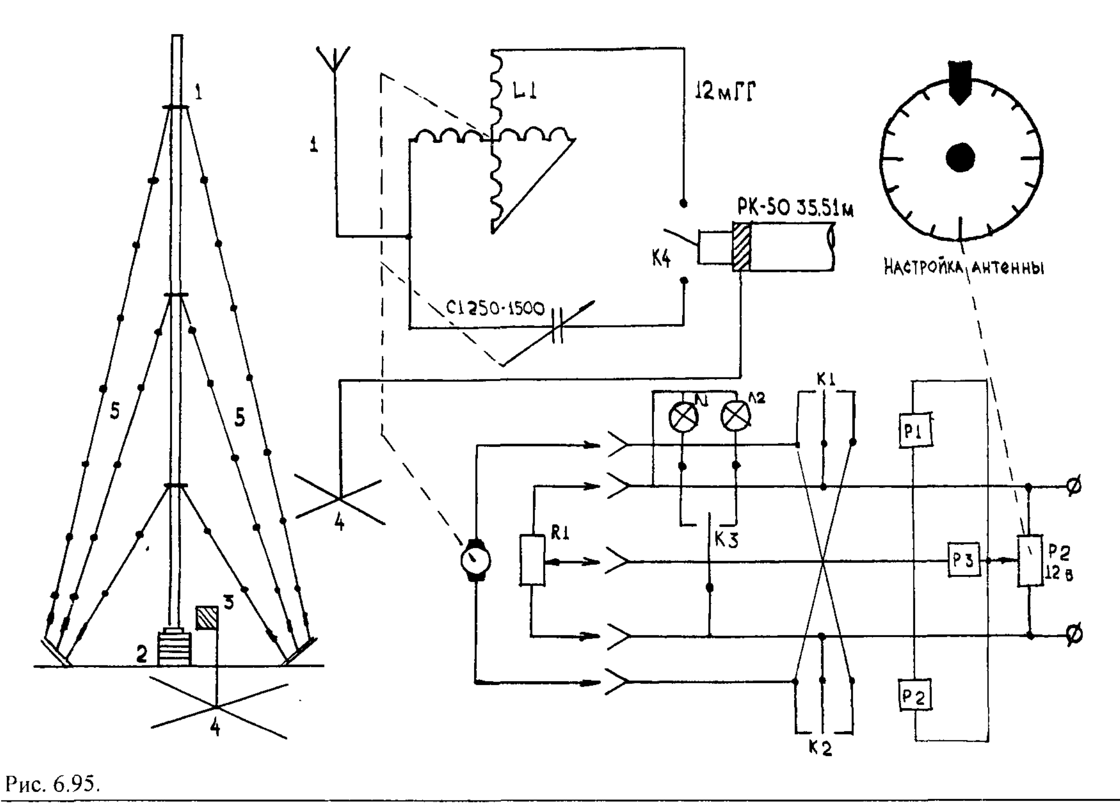


Рис. 6.95.

Обозначения на рисунках:

1. Вертикальный, вибратор 24 м, диаметр 100 мм.
2. Изолятор фарфоровый.
3. Блок автоматики и согласования.
4. Разветвленная система заземления 20 шт. по 30 м.
5. Оттяжки с тальрепами 3 яруса под 120°.
6. Реверсивный двигатель с редуктором 1 об. мин.

К - 4-контакты ВЧ реле от РСБ-5.
R1 – R2 – проволочные без ограничителей.
Р1Р2 – реле поляризованные РП-4 (РП-5).
Р3 – РЭС (РЭС-10).
Л1 – сигнал «Антенна готова к работе».
Л2 – сигнал «Настройка антенны».

АНТЕННА «ЛЕТУЧАЯ МЫШЬ» штыревая антенна с четвертьволновым стаканом

Часто по каким-либо причинам трудно выполнить противовесы. В этом случае можно использовать антенну с четвертьволновым стаканом (рис. 6.96), который в данном случае выполняет роль земли. В общем случае эта антенна эквивалентна обычной штыревой антенне с 4 противовесами. Входное сопротивление системы – 70 Ом, что дает возможность питать ее коаксиальным кабелем без какого-либо согласования. Основная трудность заключается в том, что трудно определить коэффициент укорочения для стакана и штыря (он равен примерно 0,9), что может дать повышенный КСВ антенны и потребовать ее подстройки (укорочения вибраторов).

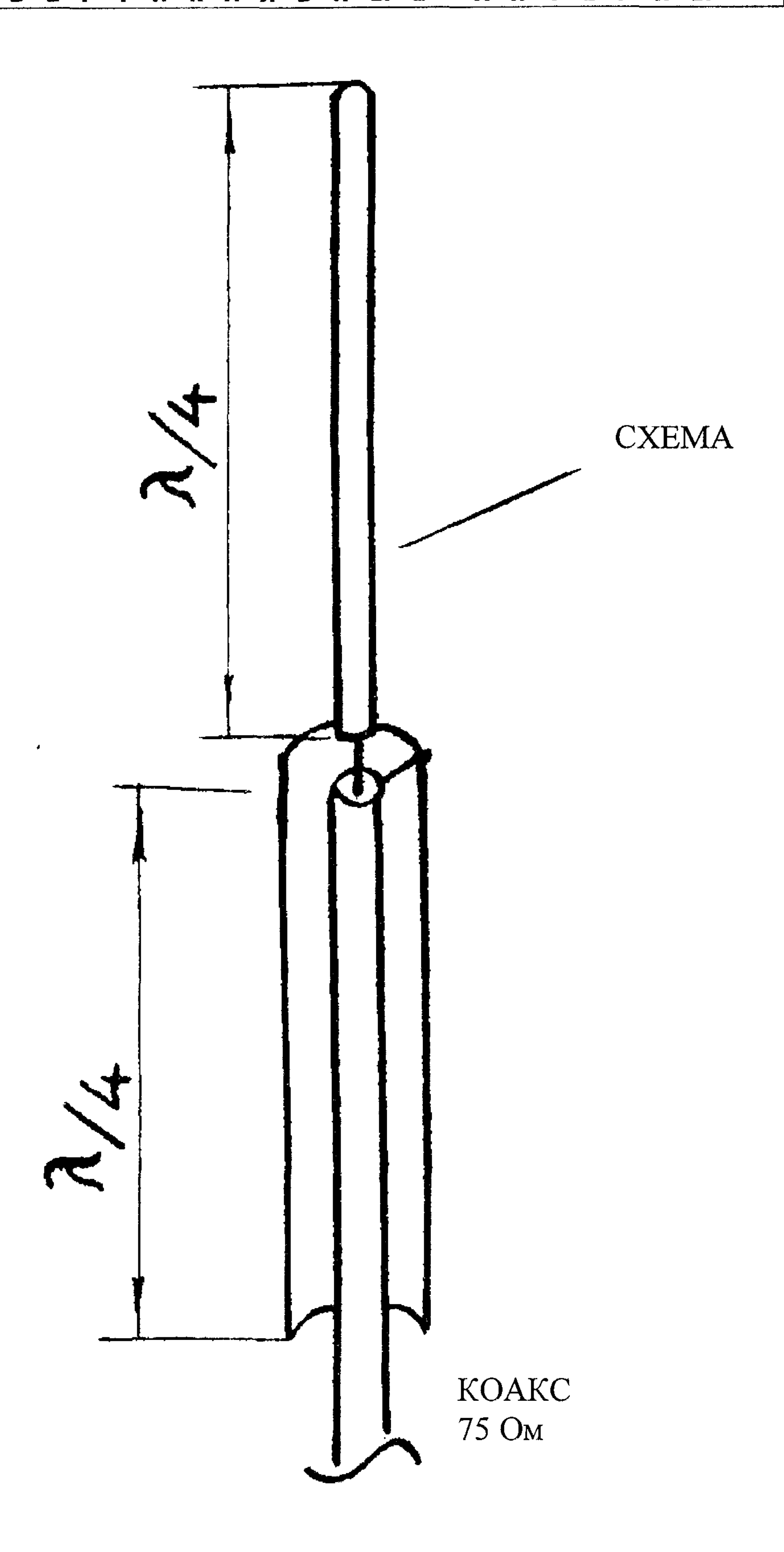


Рис. 6.96.

Такую антенну можно сконструировать для любого диапазона, где еще возможно выполнить четвертьволновый стакан. Желательно, но не обязательно, чтобы штырь был одного диаметра с четвертьволновым стаканом.

АНТЕННА «СКАЙЛЭБ» использование заземленной мачты как антенны для диапазона 160 м

Можно использовать любую металлическую заземленную мачту. Общая длина антенны, куда входит мачта и удлиняющий провод, должна быть равна примерно четверти волны. Сначала грубо настраивают в резонанс отрезком провода, затем более точно с помощью согласующего устройства, удлиняющего провода с мачтой.

Высота мачты не критична. Единственное требование – хорошее заземление. Эта антенна (рис.6.97) работает гораздо эффективнее, чем диполь, подвешенный на такой же высоте, как и удлиняющий провод.

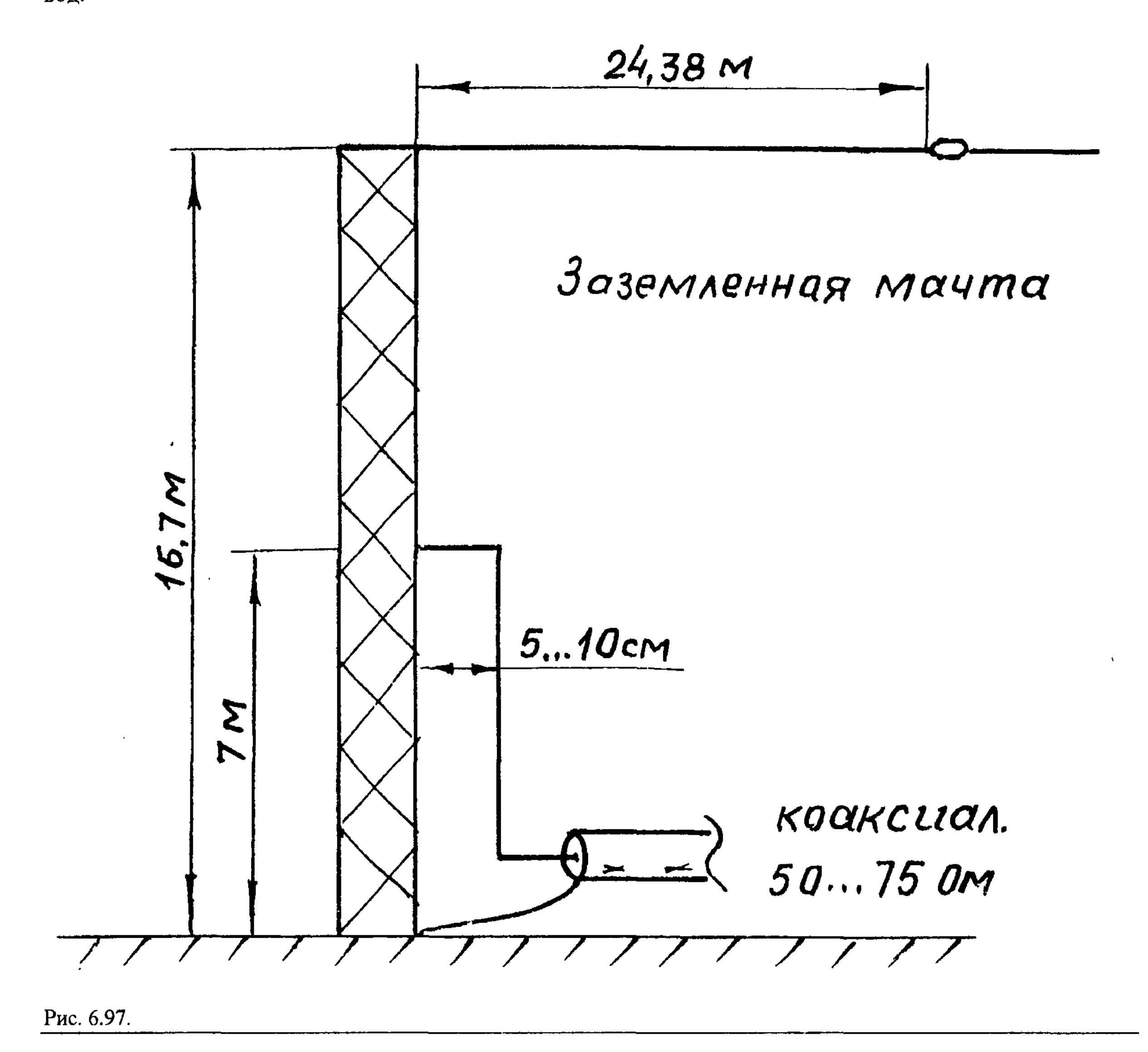


Рис. 6.97.

АНТЕННА «СПАРТАК» на 160 и 80 м

Эта антенна (рис. 6.98) имеет длину 0,17 волны на 160 м и 3/8 волны на 80 м. При работе на 160 м ее входное сопротивление равно 15 Ом. Согласующее устройство, находящееся возле антенны, позволяет согласовать сопротивление антенны на 160 и 80 метров с кабелем 50 или 75 Ом. В крайнем случае можно обойтись и без согласующего устройства, но тогда КПД этой системы будет мало. Такая антенна очень хорошо подходит для работы с ДХ и особенно хорошо ее использовать в периоды спада солнечной активности. При питании антенны по воздушной линии, ее можно успешно использовать и на других диапазонах, в случае отсутствия воздушной линии и питания антенны по коаксиалу необходимо согласование антенны с кабелем на каждом диапазоне. Для успешной работы необходимо не менее 3 противовесов для каждого диапазона длиной не менее четверти волны.

Катушка $L1$ содержит 30 витков провода диаметром 1 мм и намотана на каркасе диаметром 3,5 см, Длина намотки 4 см, Катушка $L2$ содержит 12 витков провода диаметром 1,1 и намотана на каркасе диаметром 3,5 см, длина намотки – 3 см.

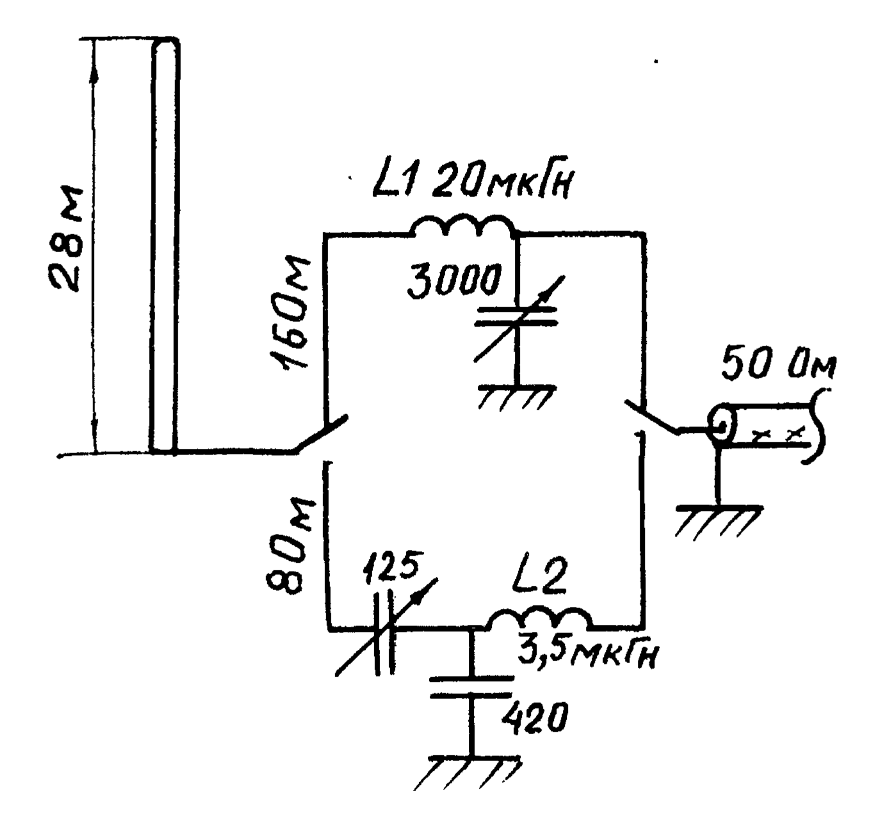


Рис. 6.98.

АНТЕННА «СВЯТОГОР» на 160 м

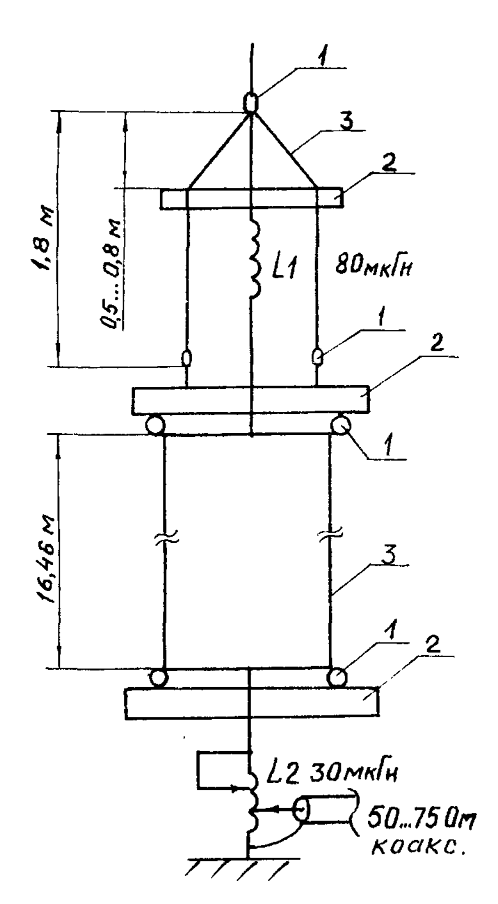


Рис. 6.99.

Антенна (рис. 6.99) состоит из трех деревянных брусков (2), между которых на изоляторах (1) растянуто полотно антенны (3). С помощью катушек $L1$ и $L2$ антенна настраивается на рабочую частоту. Так как полотно антенны состоит из нескольких (в данном случае двух, но можно и больше) проводов, то несмотря на малую длину и настроечные катушки, она имеет полосу пропускания, равную 100…150 КГц, т.е. 160 метровый диапазон полностью перекрывает. Антенну желательно подвесить вертикально между деревьев или какими-либо опорами, но можно, используя одну опору.

Настраивается антенна путем изменения подключением витков к вибратору и к кабелю. Можно использовать коаксиал любого сопротивления. Начальное положение настройки – антенна подключена к концу катушки, а кабель к 1-16 ее части ее части, считая от нижнего конца. Эта антенна нуждается либо в хорошем заземлении или в трех противовесах. Вследствии ее простоты и эффективности работы можно рекомендовать и начинающим радиолюбителям.

Катушка $L1$ содержит 66 витков провода диаметром 0,8 мм, намотанного на каркасе диаметром 3,5 см длина намотки – 5 см. Катушка $L2$ содержит 40 витков провода диаметром 1 мм, намотанного на каркас диаметром 3,5 см и длиной 3 см.

АНТЕННА «КАРЛИК НОС» укороченный вариант

Применение полноразмерных антенн на низкочастотных любительских диапазонах вызывает определенные трудности. По этой причине радиолюбители-коротковолновики нередко используют для своих передатчиков (особенно в 80-метровом диапазоне) укороченные антенны, хотя они и обладают худшими параметрами по сравнению с полноразмерными антеннами. Вертикальная антенна, описание которой приведено ниже, предназначенная для работы в 80-метровом диапазоне, имеет полную высоту несколько более 6 м.

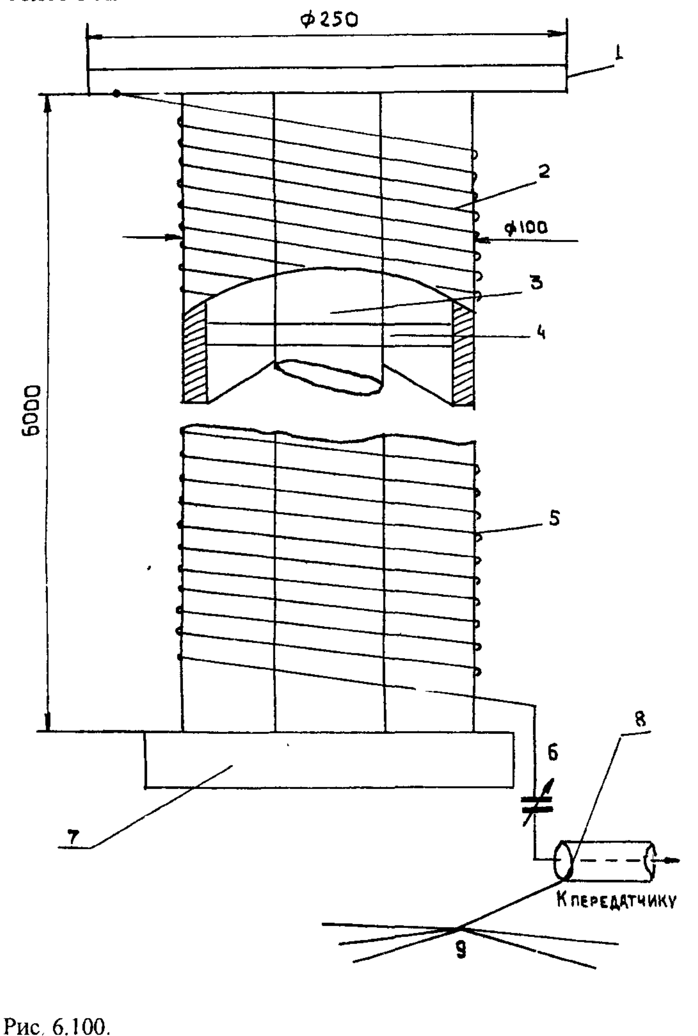


Рис. 6.100.

Основой конструкции антенны (рис. 6.100) является труба 2 диаметром 100 мм и длиной 6 мм, выполненная из диэлектрика пластика. Внутри трубы для придания ей механической прочности расположен деревянный брусок 3 с распорками 4, которые соприкасаются с внутренней поверхностью трубы. Антенна установлена на основании 7. На трубу наматывают примерно 40 м медного одножильного провода 5 диаметром 2 мм, имеющего влагостойкую изоляцию. Шаг намотки выбирается из расчета, чтобы весь провод был бы равномерно намотан на трубу. Верхний конец провода припаивают к латунному диску 1 диаметром 250 мм, а нижний – через конденсатор переменной емкости 6 соединяют с центральной жилой коаксиального кабеля 8. Этот конденсатор должен иметь максимальную емкость около 150 пФ и по качеству (номинальное напряжение и т.д.) не должен уступать конденсатору, используемому в резонансном контуре выходного каскада передатчика. Как и всякая вертикальная антенна, эта антенна требует наличия хорошего заземления или противовеса 9. Настройка и согласование антенны с фидером производится изменением емкости конденсатора 6, а при необходимости изменением длины провода, намотанного на трубу.

Добротность такой антенны выше и, следовательно, ширина ее полосы пропускания уже, чем у обычного четвертьволнового вибратора. Питание антенна осуществляется по коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением 50 Ом

АНТЕННА «СТРАГА ЗАПАДА» на 80, 40, 20, 15 м

Антенна (рис. 6.101) представляет собой вертикальный штырь высотой около 15 м без оттяжек, основание мачты заземлено. На (рис. 6.101.1) приведены диаграммы направленности в вертикальной плоскости и кривые распределения тока в антенне на диапазонах 40,80 м и 20 м. Приведенные значения коэффициента стоячей волны КСВ на диапазонах 40 м и 20 м близки к единице, на диапазоне 20м КСВ меняется от 1 – на 3,9 МГц до 1,7 – на 3,8 и 4 МГц.

Конструктивно антенна выполнена из четырех алюминиевых труб различных диаметров, вставленных одна в другую и скрепленных четырьмя болтами в местах сочленения. Размеры антенны на (рис. 6.101.2) указаны в метрах и миллиметрах. Точки крепления гаммы –согласующего устройства к мачте для каждого диапазона указаны на (рис. 6.101.3).

Конструкция коаксиального стакана (рис. 6.101.2) и (рис. 6.101.3) представляет собой шесть алюминиевых проводов, туго натянутых на четыре алюминиевых кольца. Верхние и нижние кольца сделаны из полосок алюминия толщиной 6 мм и шириной 25 мм. Два средних кольца имеют размеры 3×18 мм.

Внутренний диаметр колец 230 мм. Верхнее кольцо стакана электрически соединено с мачтой, остальные кольца изолированы. К нижнему кольцу прикрепляются два шнура, удерживающие стакан в натянутом положении.

Рис. 6.101.1

Питание антенны осуществляется 50-ным фидером. Согласование выполнено в виде «гаммы». Трубки «гаммы» алюминиевые, диаметром 25 мм. Нижние концы трубок закреплены на изоляторах на расстоянии 500 мм от земли (рис. 6.101.4*б*). Верхние концы прикрепляются к мачте алюминиевыми скобами (рис. 6.101.4*а*).

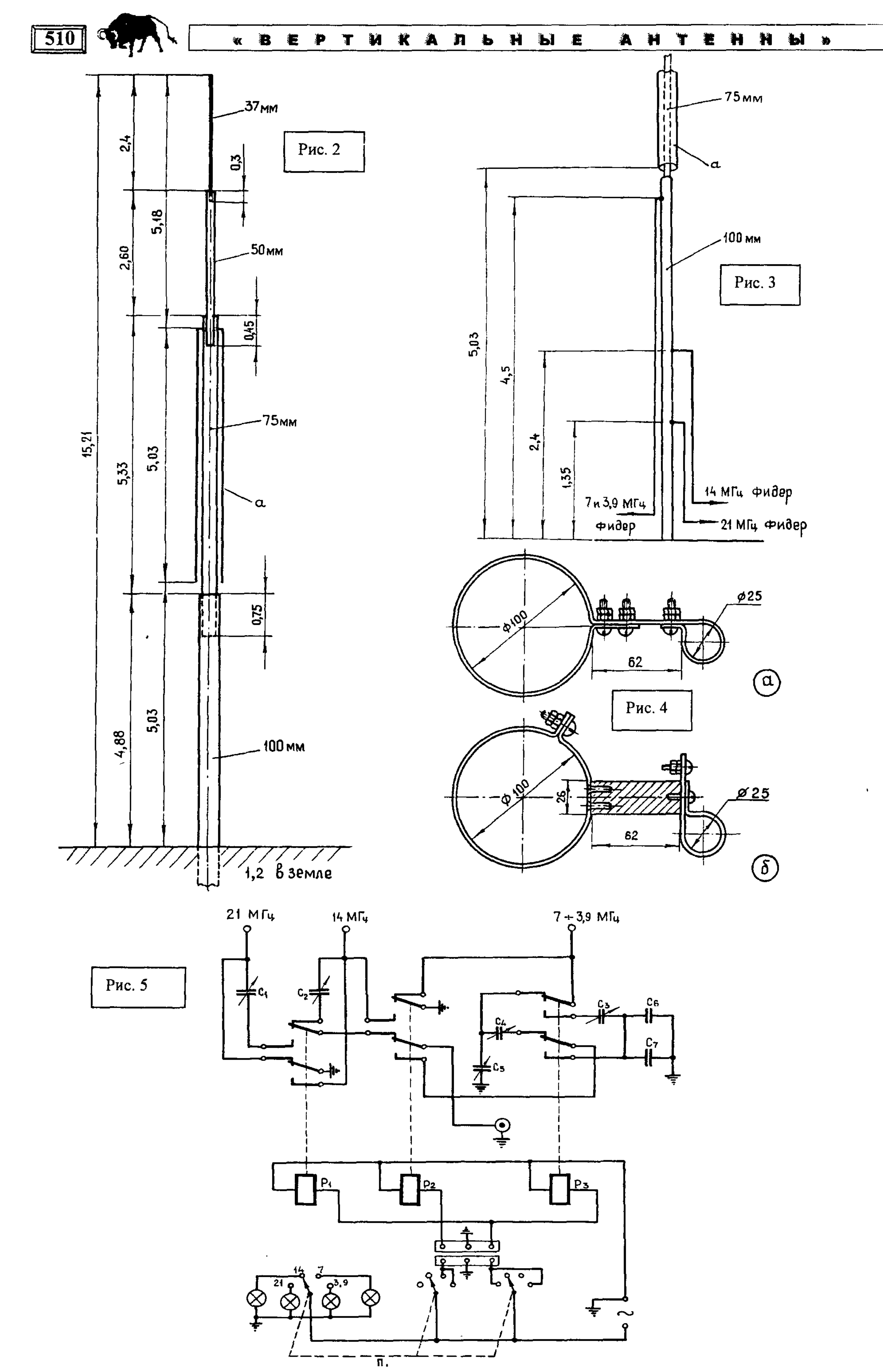


Рис. 6.101.2,3,4,5

Настройка «гаммы» производится конденсаторами на каждом диапазоне отдельно. Схема блока настройки приведена на (рис. 6.101.5). Конденсаторы C_1,C_2, C_4 по 110 пФ, C_3 – 750 пФ, C_5 – 150 пФ, C_6 и C_7 по 1000 пФ на рабочее напряжение 5 кв. Питание реле осуществляется от сети переменного тока. Для улучшения заземления от сети переменного тока. Для улучшения заземления антенны в землю закапываются 4 провода, два из них длиной 1800 см, а два других от 1050 до 1500 см. Эти четыре провода крепятся на алюминиевой скобе, закрепленной в основании мачты антенны.

АНТЕННА «BIGSTAR» НА 144 МГЦ

Антенна представляет собой систему вертикальных коллинеарных вибраторов с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости.

Теоретическое усиление антенны – 6,5 дБ по отношению к полуволновому вибратору. Экспериментальная проверка показала, что на расстоянии 100 км переход с диполя на описываемую антенну дает выигрыш в 9дБ. Общая высота антенны – около 5 метров.

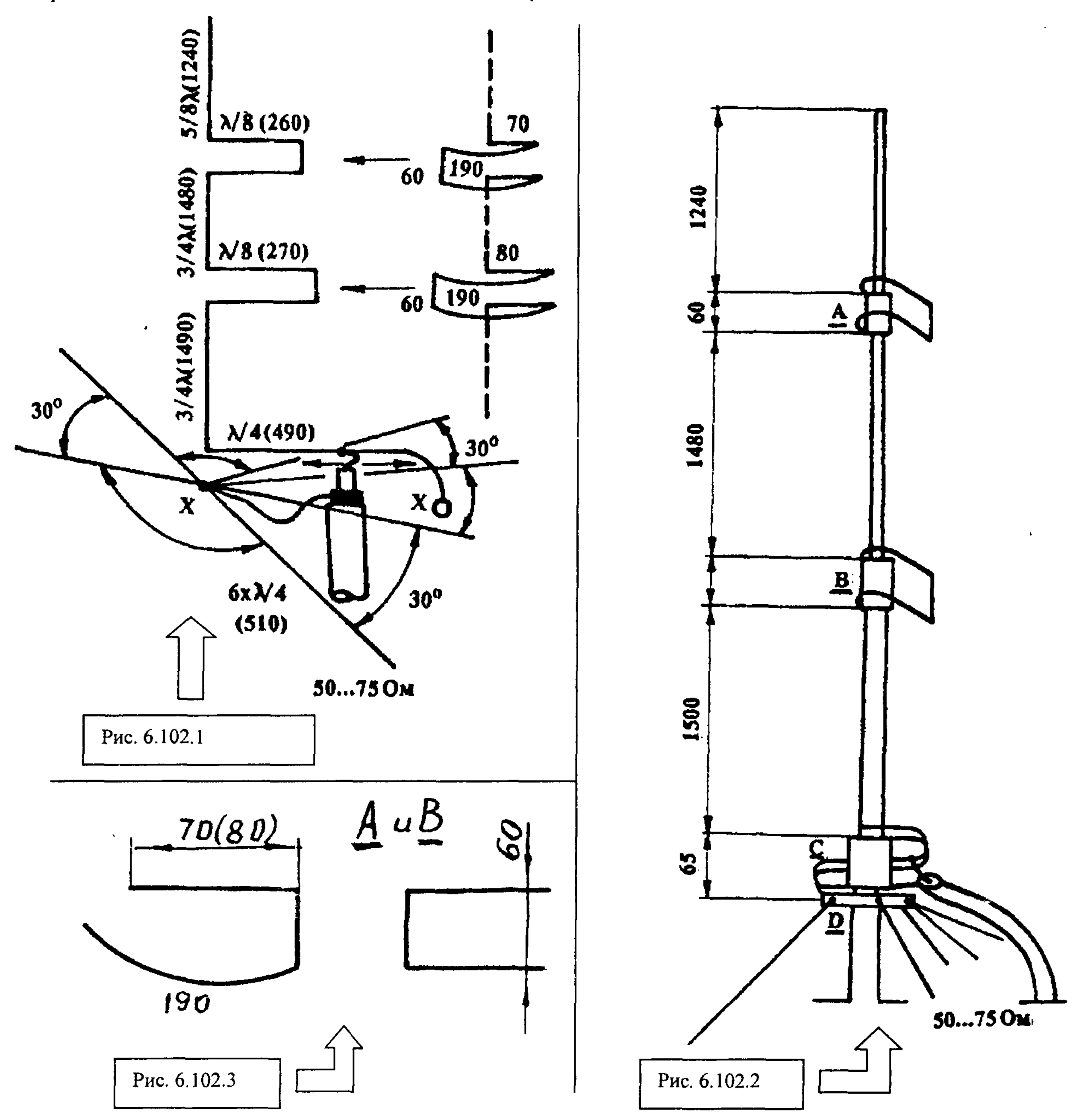


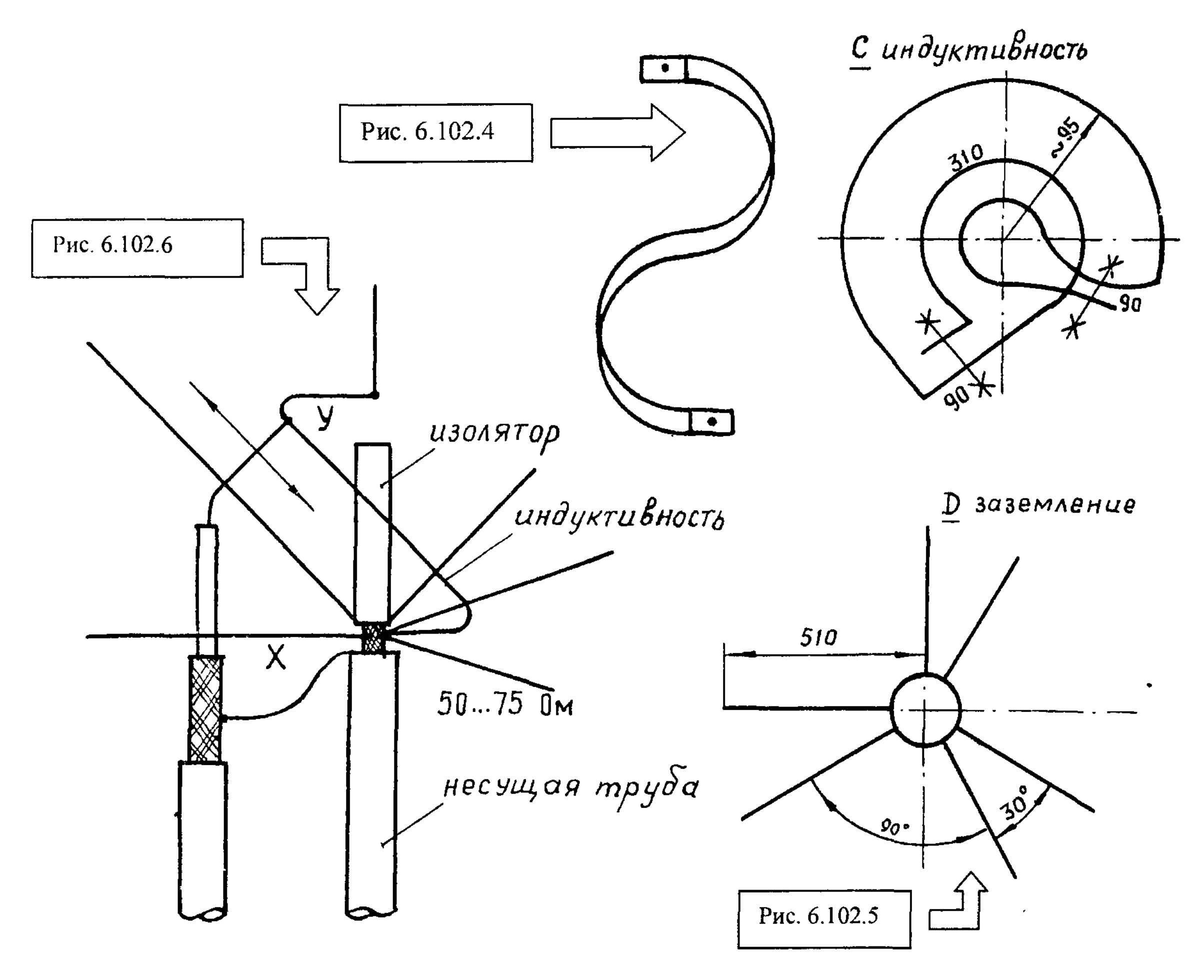
Рис. 6.102.1

Рис. 6.102.3

Рис. 6.102.2

Электрическая схема антенны показана на (рис. 6.102.1), конструктивное выполнение на (рис. 6.102.1-6). Вибратор выполнен из дюралевых труб, разбитых тефлоновыми изоляторами.0

Настройка антенны сводится к перемещению точки подключения центральной жилы кабеля к индуктивности С до получения резонанса на рабочей частоте.



Данная антенна использовалась при работе через спутники серии *RS* и показала хорошие результаты, особенно при низком расположении спутника над горизонтом.

АНТЕННА «СВ – РАДИОСТАНЦИЙ»

Новый диапазон гражданской связи 27 МГц дал возможность выйти в эфир многим тысячам радиолюбителей. Но рано или поздно перед владельцем такой радиостанции становится вопрос об увеличении дальности связи. Это может быть необходимо для связи с удаленным объектом, к примеру, дачей, местом отдыха или со знакомыми владельцами радиостанций на 27 МГц, проживающими на значительном удалении.

Возможно, Вы увлечетесь и дальней связью на 27 МГц, и коллекционированием QSL. В мире сотни тысяч людей увлекаются этим, и QSL-карточки СВ - станций, тоже красиво выглядят.

Во всяком случае, проведение дальней связи с той штыревой антенной, которая прилагается к радиостанции, невозможно. Необходимо иметь эффективную наружную антенну. Но антенну необходимо еще соответствующим образом присоединить к передатчику.

Большинство импортных передатчиков СВ-связи имеет байонетный антенный разъем, что позволяет отсоединить штыревую антенну и подключить наружную (рис. 6.103.1). Такой передатчик позволяет подключать 50 омный коаксиальный кабель, нагруженный на антенну сопротивлением от 30 до 100 Ом.

Антенны, описанные в этой статье, как раз и будут подходить под эти параметры. Трансиверы СВ - связи производства СНГ и простые зарубежные трансиверы могут и не иметь такого разъема. В случае использования Вашего трансивера для дальней связи такой разъем необходимо установить. Далее, выход таких передатчиков для согласования его с 75 и 50-омным кабелем будет нуждаться в простом согласующем устройстве, изображенном на рис. 6.103.2.

Катушка индуктивности, используемая в согласующем устройстве – бескаркасная. Она намотана медным проводом диаметром 1-2 мм на оправке диаметром 2,2 см и растянута на длину 4 см. Количество витков –10. Кабель первоначально подключается ко 2-му витку катушки, а антенна трансивера – к 4-му.

Конденсатор переменной емкости должен быть воздушным. Использование керамического подстроечного конденсатора ведет к снижению КПД устройства. Конструктивно устройство можно оформить в виде, показанном на рис. 6.102.3. Коробка должна быть выполнена из металла – меди или фольгирован-

ного стеклотекстолита. Стыки должны быть тщательно пропаяны. После настройки коробка может быть закрыта крышкой и конденсатор подстраивают еще раз. Настроить согласующее устройство можно используя сигналы СВ-станций или простейший ВЧ-вольтметр. Присоединяя антенну и выход трансивера к разным виткам катушки, добиваются максимума отклонения стрелки вольтметра или максимума приема сигнала.

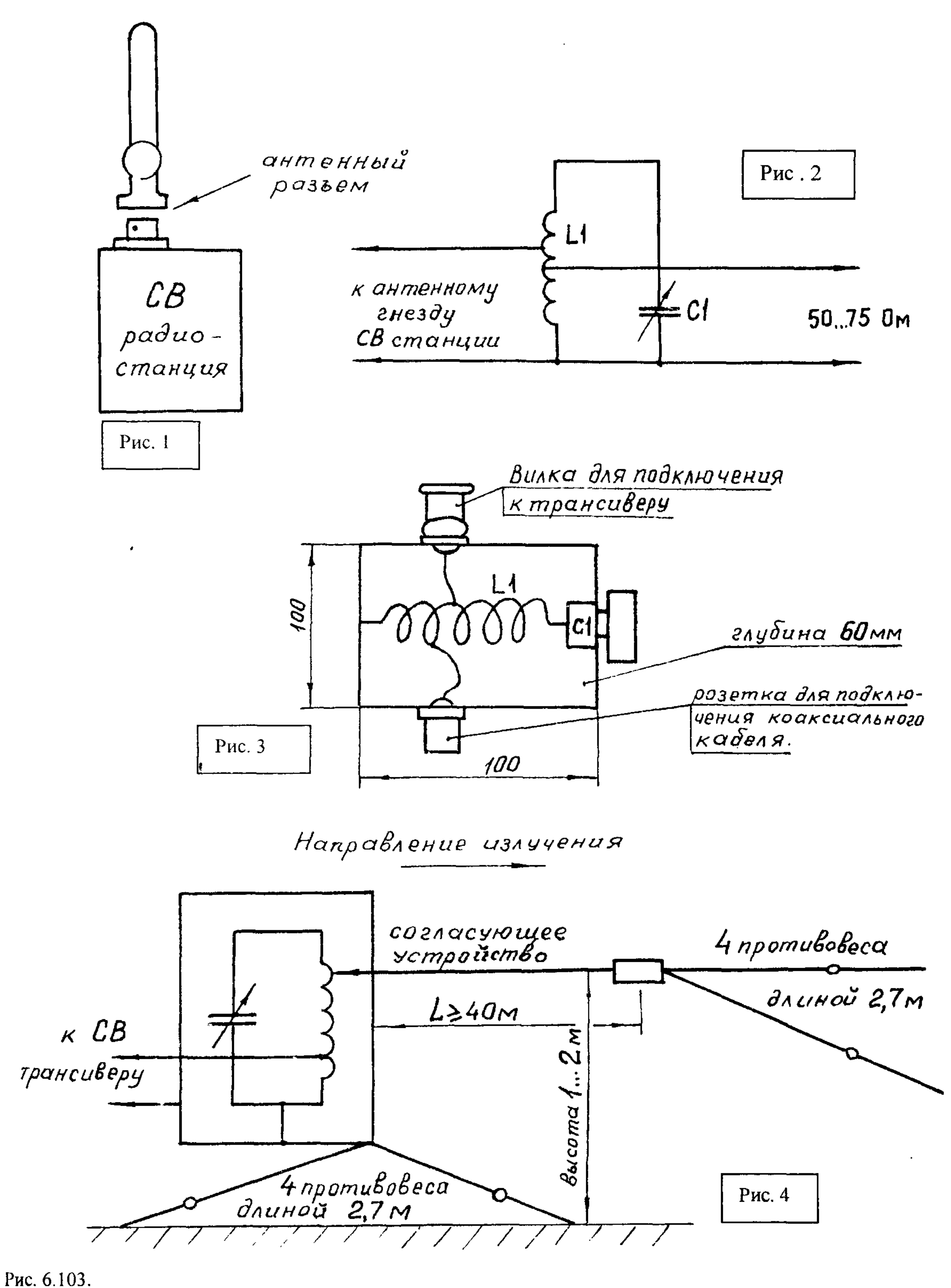


Рис. 6.103.

Но для настройки согласующего устройства, конечно, необходима антенна. Любителям дальней СВ-связи необходимо помнить – антенна для ДХ должна быть или высокой или длинной. Обычно на дачах или в частном доме нет проблем с установкой антенны. Это может быть простой полуволновой диполь с длиной плеч по 2,7 м. Для эффективной работы диполь должен быть поднят на высоту хотя бы 2,5 метра от земли. Диполь имеет диаграмму направленности в форме восьмерки. Он может быть выполнен из медного, алюминиевого или железного провода диаметром 1-4 мм.



Центральный изолятор удобно выполнить из фольгированного стеклотекстолита, разрезав фольгу посередине. Кабель можно или непосредственно припаять к фольге, или сделать его изогнутым, что лучше, так как в этом случае кабель надежнее защищен от попадания влаги вовнутрь.

В любом случае раскрытый кабель следует защищать от влаги с помощью парафина или эпоксидной смолы.

Концевые изоляторы можно также выполнить из толстого стеклотекстолита, фольгированного и нефольгированного, а можно и просто привязать оттягивающий капроновый шнур или леску к полотну антенны.

Желательно, чтобы кабель от дипольной антенны был перпендикулярен полотну антенны хотя бы на длину 2,5 метра. Эту антенну можно располагать не только параллельно земле, но и вертикально, и под углом к ней.

Для штыревой антенны можно использовать в качестве изолятора пластмассу, дерево или, что еще лучше специальный опорный изолятор. Полезно верхний конец антенны растянуть с помощью капронового шнура для повышения ее устойчивости. Штыревая антенна имеет круговую диаграмму направленности, что в некоторых случаях удобно. Такие антенны можно устанавливать и на крышах городских многоэтажных домов.

Если Вы хотите связаться с места рыбалки или охоты, желательно использовать антенну Беверджа (рис. 6.103.4). Сама антенна должна иметь длину полотна не менее 40 метров (можно больше) и может быть выполнена из провода диаметром 0,5-1 мм. Провод может быть подвешен на небольшой высоте над землей - 1–2- метра. На конце нагрузки антенны и на согласующем устройстве желательно использовать 3-4 противовеса.

Такая антенна может быть установлена и на крыше многоэтажного дома. Согласующее устройство в этом случае необходимо как на стороне антенны, так и на стороне трансивера.

При соответствующем опыте Вы можете использовать любую сложную любительскую связную антенну, пересчитав ее размеры для СВ-диапазона.

АНТЕННЫ «РОССЫПЬ» на 160 метров

Если радиолюбитель не может установить классический полномерный диполь или инвертер на 160-метровый диапазон, то можно попробовать установить штыревую антенну. Во многих случаях штыревая укороченная антенна работает лучше, чем даже полноразмерный диполь, подвешенный на небольшой высоте.

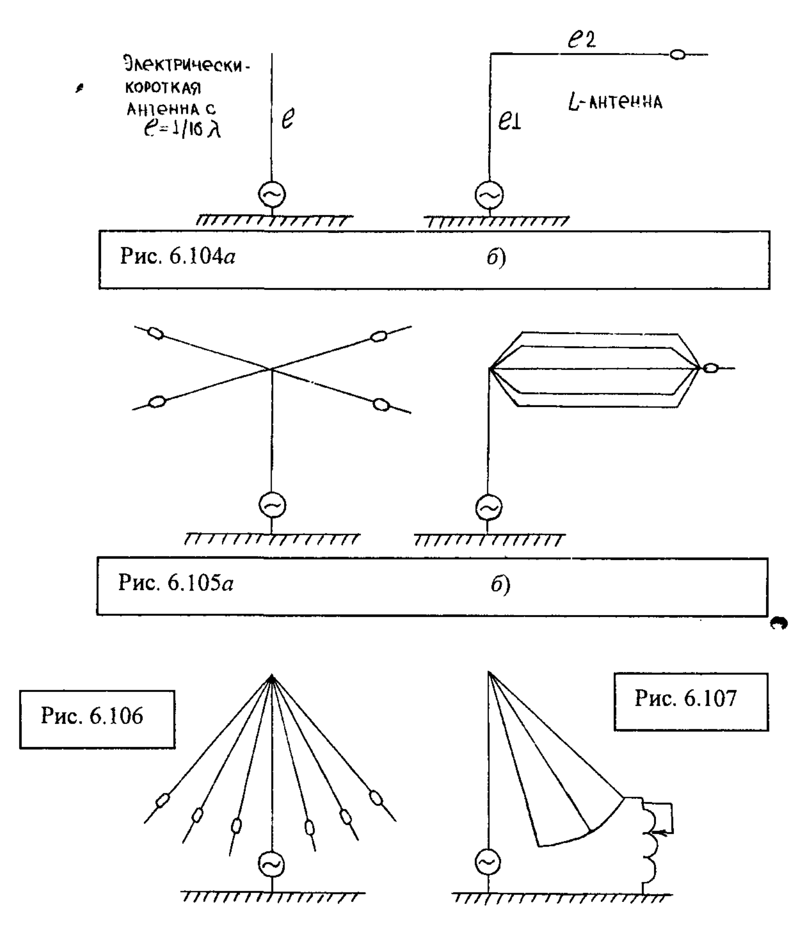


Рис. 6.104а б)

Рис. 6.105а б)

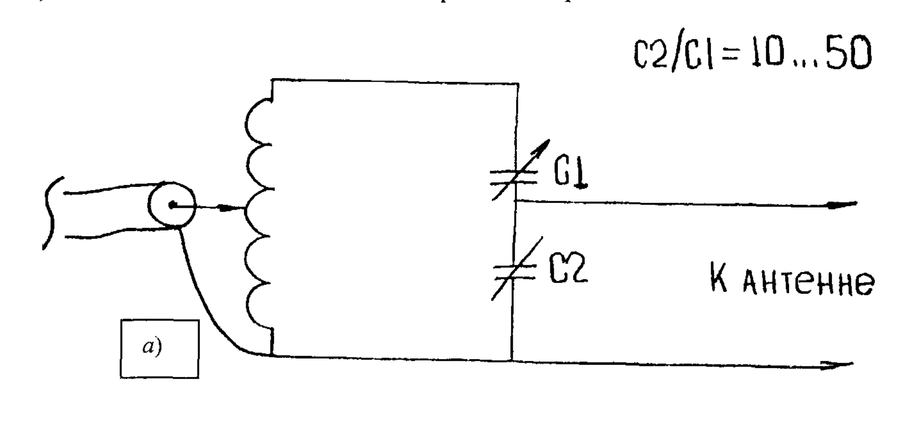
Рис. 6.106

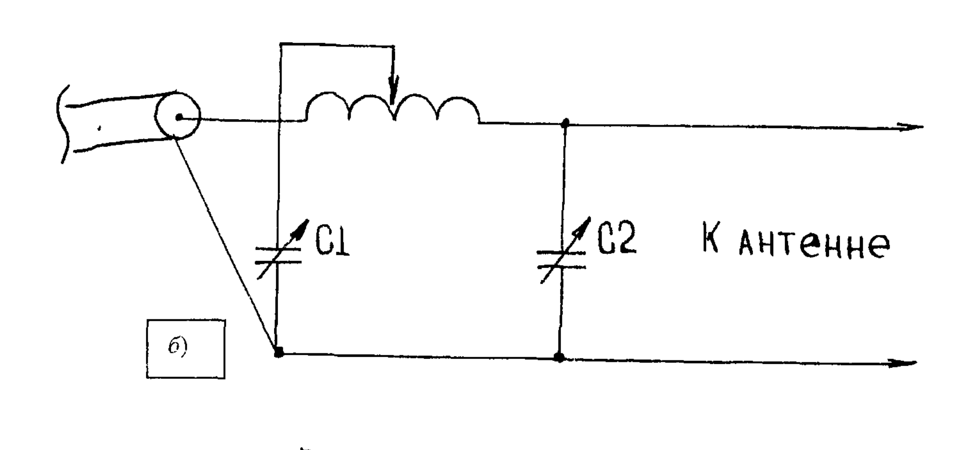
Рис. 6.107



Разберем, с чем придется столкнуться при установке укороченной штыревой антенны на 160 метров.

Электрически короткий штырь имеет малое сопротивление излучения. Возьмем для примера штырь с электрической длиной в одну шестнадцатую волны, имеющей активное сопротивление излучения при его высоте 10 метров. Входное реактивное сопротивление такой антенны будет иметь весьма значительную величину, примерно более чем в 100 раз большую его реактивного сопротивления. Ранее было написано о том, какая должна быть «земля» электрически короткой антенны.





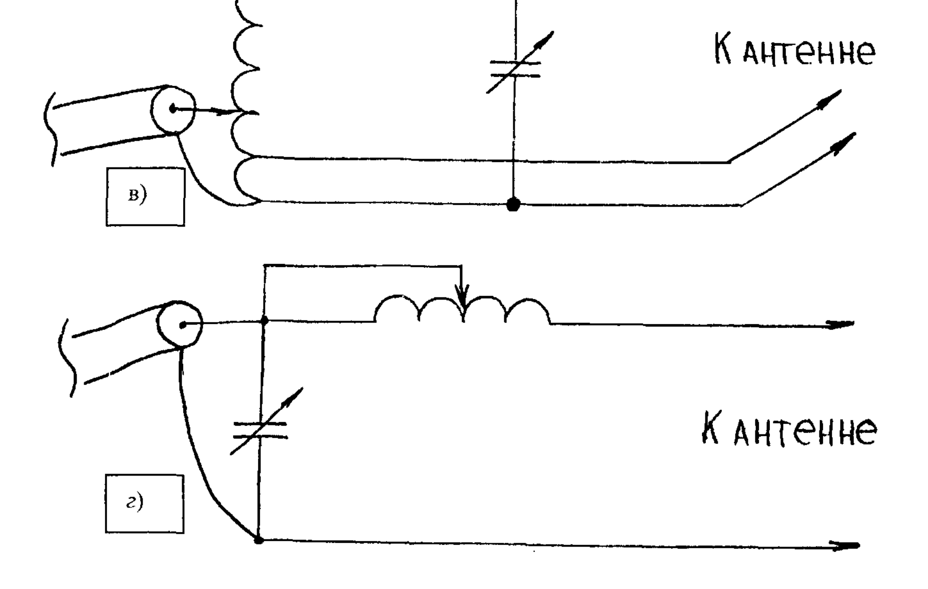


Рис. 6.108.

Для уменьшения активности антенны используют емкостную нагрузку (рис. 6.104), которая представляет собой горизонтальный провод длиной 12 м. Это наиболее простой вариант согласования. Следует заметить, что в такой антенне горизонтальная часть антенны излучает очень слабо, т.к. токи, протекающие в противовесах и в горизонтальной части антенны, по теории компенсируют друг друга, но в то же

время эта горизонтальная часть уменьшает, а в идеальном случае может даже свести до нуля реактивность антенны. Конечно, не всегда удается сделать такую длинную горизонтальную часть и осуществить ее точную подстройку. Выход из этого положения – сделать или несколько коротких горизонтальных частей или одну горизонтальную, но состоящую из нескольких проводов (рис. 6.105). Конечно, вариант на (рис. 6.105*а*) предпочтительнее варианта на (рис. 6.105*б*).

Обычно количество этих горизонтальных частей не превышает 5-8 штук. Так как горизонтальная часть антенны слабо излучает, то логично горизонтальные части расположить под углом к противовесам (рис.6.106). При таком расположении компенсации токов, протекающих в удлиняющем отрезке и противовесах, не происходит и эффективность антенны за счет излучения этих отрезков возрастает. Расстояние от нижних концов до земли должно быть не менее 1-2 метров. Эти удлиняющие отрезки будут служить и растяжками мачты основной антенны.

Дальнейшим логическим усовершенствованием такой антенны будет полная компенсация реактивного сопротивления с помощью катушки индуктивности, подключенной к концам удлиняющих отрезков (рис. 6.107). Индуктивность такой катушки для диапазона 160 м может быть от 10 до 200 МКГН, в зависимости от размеров вертикальной части антенны и количества и длины ее наклонных частей. Катушка должна быть выполнена как можно более высококачественно. Классический вариант выполнения – намотка на бутылке 2 мм проводом.

Определим теперь сопротивление этой антенны. Оно состоит из сопротивления излучения штыря 2 ома в нашем случае и сопротивления и излучения компенсирующей части , которое в общем случае будет в 2-3 раза выше сопротивления вертикального штыря.

Значит активное сопротивление антенны (на рис. 6.107) будет в 3-4 раза выше, чем сопротивление антенны на (рис. 6.104*а*). Если реактивность антенны на (рис. 6.104*а*) составляет 300-600 Ом, то реактивность антенны (на рис. 6.107) может быть уже не более 30 Ом и даже меньше.

Такую антенну несложно согласовать с коаксиальным кабелем. Варианты согласующих устройств приведены на рис. 6.108. Варианты на рис. 6.108 *а, б, в* подходят к антеннам, изображенным на рис. 6.104*б*, рис. 6.105, 6.106, 6.107. Вариант на рис. 6.108*г* подходит к антенне на рис. 6.104*а* и 6.105.

В этих антеннах большая часть мощности излучается под большими углами к горизонту, и небольшая часть мощности излучается под малыми углами, что обеспечит проведение ДХ. Во всяком случае, такая антенна будет гораздо эффективнее диполя, подвешенного на низкой высоте (ниже четверти длины волны).

Хотя такие антенны и используются чаще всего на 160 или 80 метрах представляют интерес создание таких малогабаритных антенн для работы в более высоких диапазонах частот. Действительно, антенна для работы в 10-метровом диапазоне может иметь высоту около 50-80 см и может быть легко установлено на балконе или даже на корпусе трансивера. При конструкции таких электрически коротких антенн заземление должно быть выполнено согласно рекомендациям, изложенным в предыдущих параграфах

АНТЕННА «ФАРАДЕЙ» на 20 м с гамма – согласующим устройством

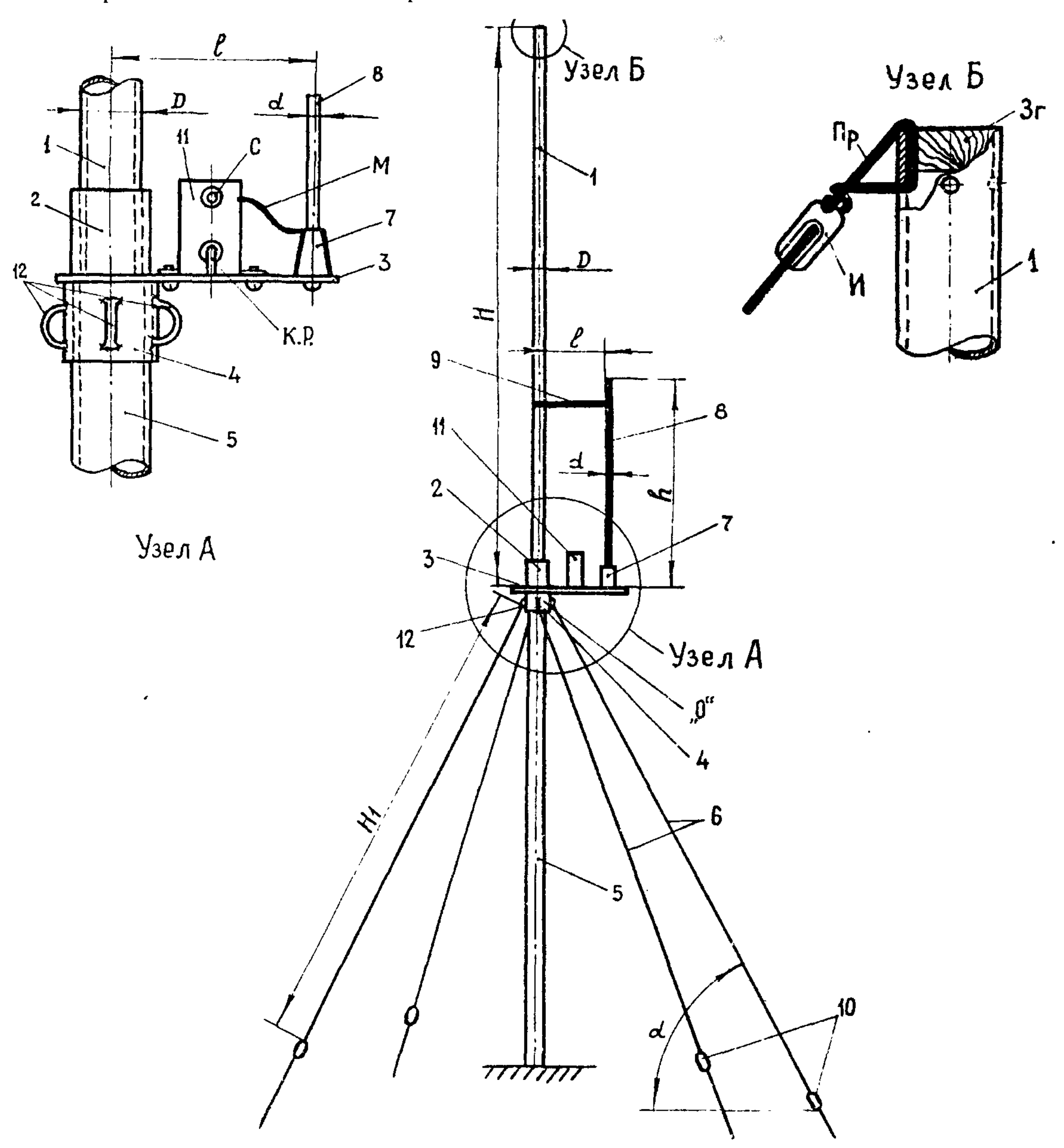
Эксплуатируемые коротковолновиками штыревые антенны, как правило имеют довольно высокий КСВ, достигающий до 3,требуют громоздкий опорный фарфоровый изолятор. Настройка такой антенны в резонанс, на середину выбранного диапазона, осуществляется как правило, укорочением или удлинением вибратора от расчетных или приводимых в описаниях величин.

Описываемая антенна свободна от вышеперечисленных недостатков, легко настраивается требует громоздкого опорного изолятора и имеет чрезвычайно низкий КСВ (1,2-1,04 при тщательной настройке антенны), то есть позволяет получить хорошее согласование антенны с фидером и выходом передатчика.

Штыревая антенна с гамма - согласуюшим устройством на 20-метровый диапазон (рис. 6.109) представляет собой вибратор 1, ввинчиваемый в муфту 2, последняя в свою очередь приварена к одному из краев металлической площадки 3. Материал для вибратора 1 практически безразличен. Так, к примеру, может быть в качестве вибратора применена обыкновенная водопроводная оцинкованная труба ¾". К нижней плоскости площадки 3 на одной осевой линии с муфтой 2 приваривается вторая муфта 4 большего диаметра под мачту 5. Эта муфта также имеет внутреннюю резьбу, куда ввертывается мачта 5. К муфте 4 привариваются четыре узка 12, к которым при сборке антенны привязываются четыре пучка противовеса H_1, оканчивающиеся орешковыми изоляторами 10. Противовесы H_1 являются одновременно и оттяжками мачты первого яруса. На противоположном от вибратора конце площадки крепится небольшой опорный изолятор 7, на котором своим нижним концом располагается трубка гамма-согласователя 8. Трубу вибратора 1 и трубку гамма - согласователя 8 охватывает металлическая перемычка 9, которая до настройки антенны может свободно передвигаться вверх и вниз.

На верхней плоскости площадки 3 между вибратором 1 и гамма-согласователем 8 устанавливается и прочно закрепляется металлическая коробка 11, в которой предварительно вмонтированы конденсатор переменной емкости с ручкой выведенной под «шлиц» и высокочастотный разъем. В качестве конденсатор C_1 очень хорошо подходит подстроечный конденсатор от УПЧ приемника КВМ. Так как максимальная емкость этого конденсатора равна 100 Пф, то параллельно ему припаивают конденсатор постоянной

емкости на 50-60 Пф типа КСО ($U_{раб}$ – 500 *в*). Статорные и роторные пластины конденсатора C_1 должны быть изолированы от металлической коробки.



Общий вид антенны: $H = H_1 = 5$м 12см; $l = 100...250$мм; $h = 1800$мм; $\alpha = 45°$.
Узел „А": 1-вибратор диаметром 33мм; 2-муфта с вн.резьбой; 3-площадка 250×80×5мм, материал Ст-[illegible]; 4-муфта с вн.резьбой; 5-мачта; 7-опорный изолятор; 8-трубка диаметром 10мм; 11-коробка металлическая; М-провод „Магнето". 12-ушки для крепления противовеса 6. Узел Б: 1-вибратор; 3г-заглушка; И-изолятор; Пр-проволока медная диаметром 2мм; 9-металлическая перемычка для настройки антенны.

Рис. 6.109.

В верхнем конце трубы вибратора 1 высверливаются четыре отверстия под углом 90°. По окружности, куда вставляются отрезки медного провода, они зачищаются и загибаются через край трубки. К ним подсоединяют антенные изоляторы, а затем через отрезки оттяжек длиной 70-90 см нанизывают изоляторы, применяемые для комнатных антенн, таким образом образуется второй ярус оттяжек. Верхнее отверстие трубы вибратора 1 закрывают деревянной пробкой – заглушкой 3*г*, препятствующей проникновению влаги внутрь трубы вибратора. Верхний конец трубки гамма - согласователя также закрывается заглушкой, служащей для таких же целей.

К высокочастотному разъему, смонтированному на металлической коробке 11, подключают коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 72÷75 Ом (РК-1, РК-3) или, что желательно, кабель с волновым сопротивлением 60÷65 Ом (РК-6).

АНТЕННА «КОЛОКОЛ» на все диапазоны

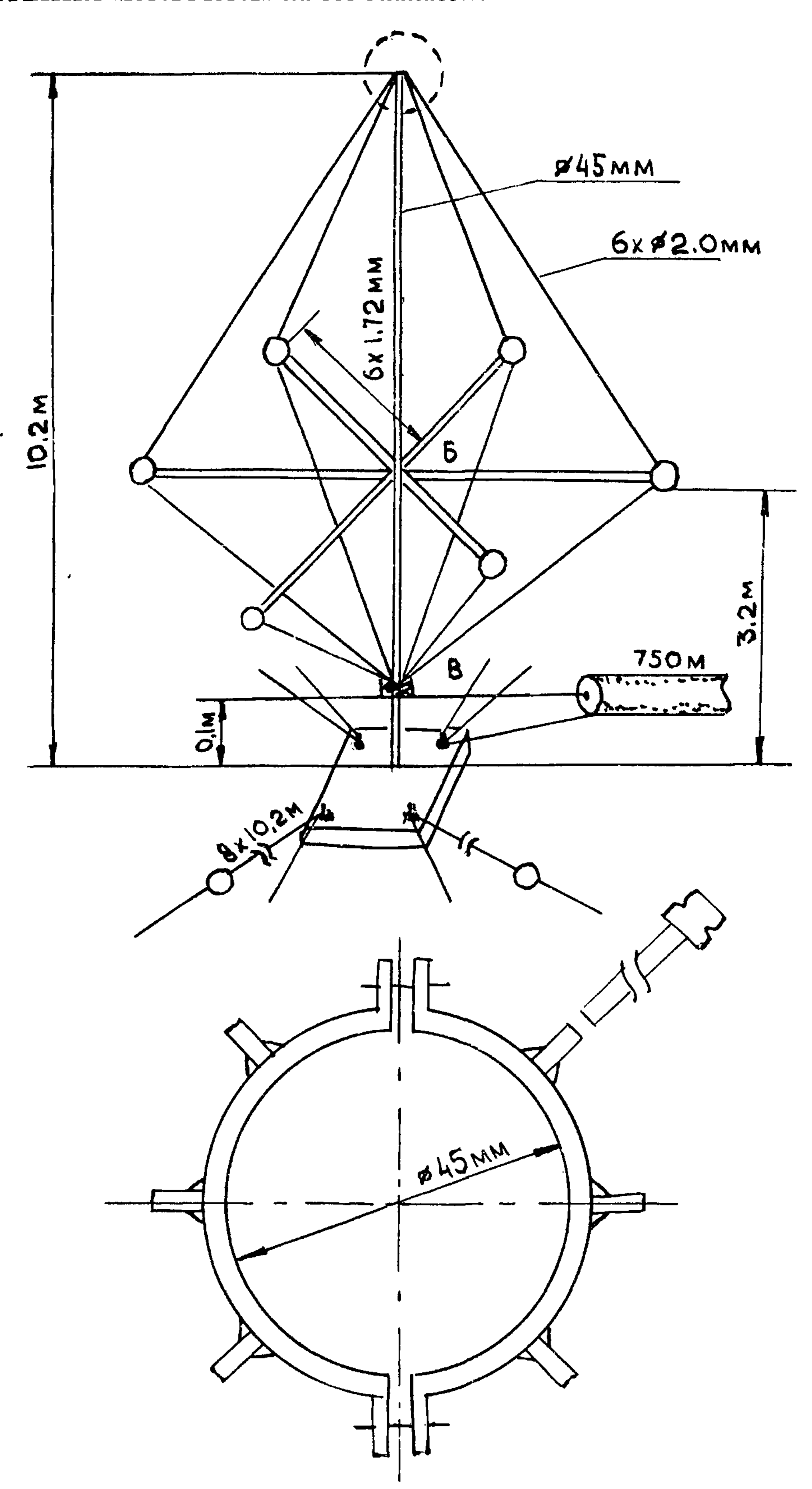


Рис. 6.110.

Антенна (рис. 6.110) растянута двумя ярусами оттяжек. Горизонтальные распорки изготовлены из металлических трубок с внутренним диаметром 10 мм, которые насаживаются на болты диаметром 10 мм, приваренные головками к скобам (позиция Б). На других концах трубок укреплены роликовые изоляторы, к которым прикрепляются провода. В верхнюю часть мачты укреплена вставка, равная внутреннему диаметру мачты с центральным отверстием под МЧ. Сюда привинчивается шайба из двустороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 – 2 мм (позиция А). Обе фолгированные стороны шайбы надо спаять. В семь отверстий шайбы вставляются концы проводов и к ней припаиваются. Шайба привинчивается винтом М4. Таким образом, на макушке мачты получается и механический и электрический контакт проводов антенны. Седьмой провод нужен для устранения плохих контактов в сочленении мачты и идет вдоль мачты, соединяется с противовесами и оплеткой кабеля. В нижней части антенны 6 проводов продеты в отверстия Г-образных изоляторов (позиция В) и соединяется между собой в виде кольца. Эти изоляторы прикреплены к мачте изолентой. К этому кольцу припаивается жила кабеля. Оплетка кабеля – к противовесам, которые подсоединяются попарно к четырем болтам на металлическом подпятнике антенны, расположенном на плоской крыше. Таким образом, все соединения рабочей части антенны пропаяны и не подвержены климатическим воздействиям, что очень важно, Если еще подсоединить четыре противовеса длиной по 20,4 м, то антенна будет лучше работать на 3,5 МГц.

АНТЕННА «ВОДОВОРОТ» на 7, 14,21,28 МГц

Описанная многодиапазонная вертикальная антенна (рис.6.111) проста в конструктивном отношении. В простейшем варианте она предназначена для работы на диапазонах 7,14 и 21 МГц, а при небольшом усложнении – и на 28 МГц. Высота антенны 10 м. На рис. 1 показаны распределение тока в антенне и форма диаграммы направленности в вертикальной плоскости в зависимости от диапазонов (т.е. соотношения высоты антенны и длинны волны).

Из рис. 6.111 видно, что в диапазонах 7 и 21 МГц антенна питается током, а на 14 и 28 МГц – напряжением, поэтому при непосредственном питании коаксиальным кабелем на диапазонах 14 и 28 МГц КСВ будет недопустимо большим.

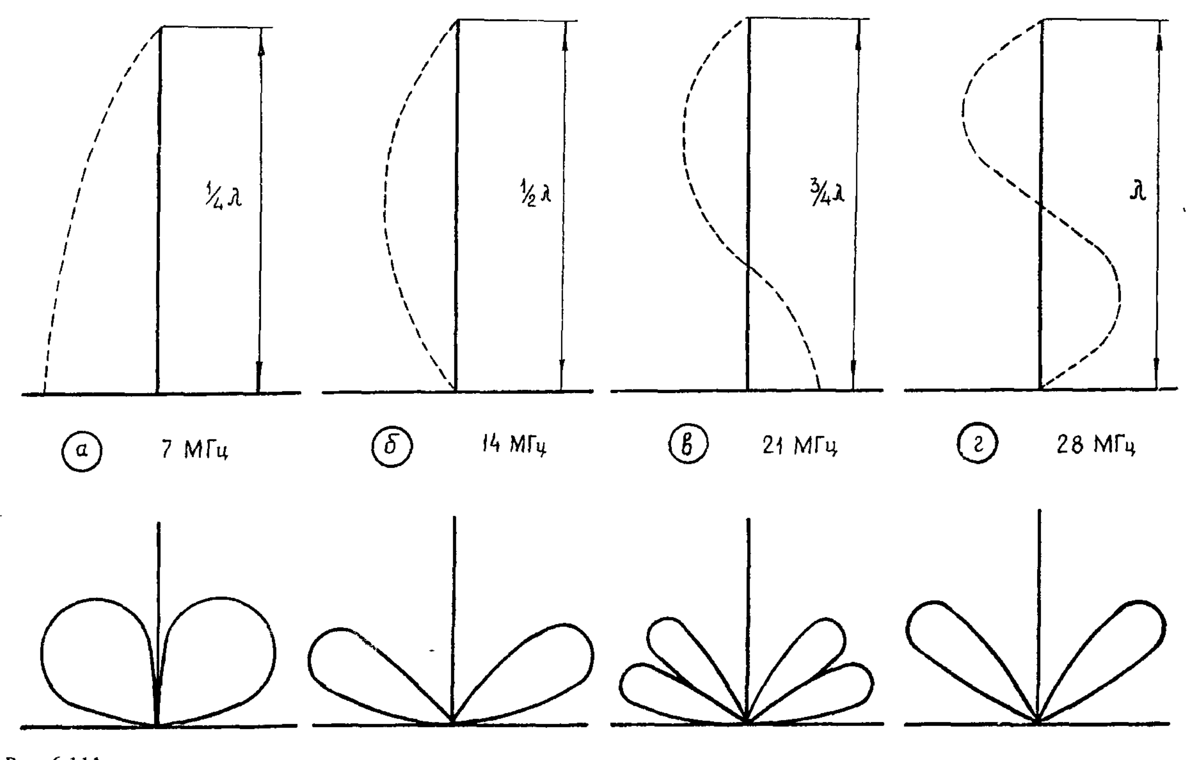


Рис. 6.111.

В данной антенне задача согласования с фидером на 14 и 28 МГц решена путем применения несимметричного четвертьволнового трансформатора см. рис. 6.112.

Для согласующего трансформатора можно применить отрезок 600-омной линии. В то же время при работе на 7 и 21 Мгц требуется непосредственное соединение кабеля с основанием антенны. Оказалось, что точки В и Г можно совместить (согнув согласующий отрезок в круг или треугольник с плавными закруглениями). При этим работа трансформатора даже улучшается. Такое совмещение оказалось возможным потому, что трансформатор питается несимметрично (при несимметричной нагрузке), и нижний его провод служит в основном для создания постоянной погонной емкости по отношению к верхнему (на рисунке) проводу трансформатора. Если точки А и Б замкнуть, трансформатор будет закорочен, и

жила кабеля будет соединена с основанием антенны. В таком положении антенна работает на 7 и 21 Мгц. Небольшая емкость между проводами трансформатора оказывается подсоединенной параллельно антенне, питаемой током и не оказывает влияния на ее работу.

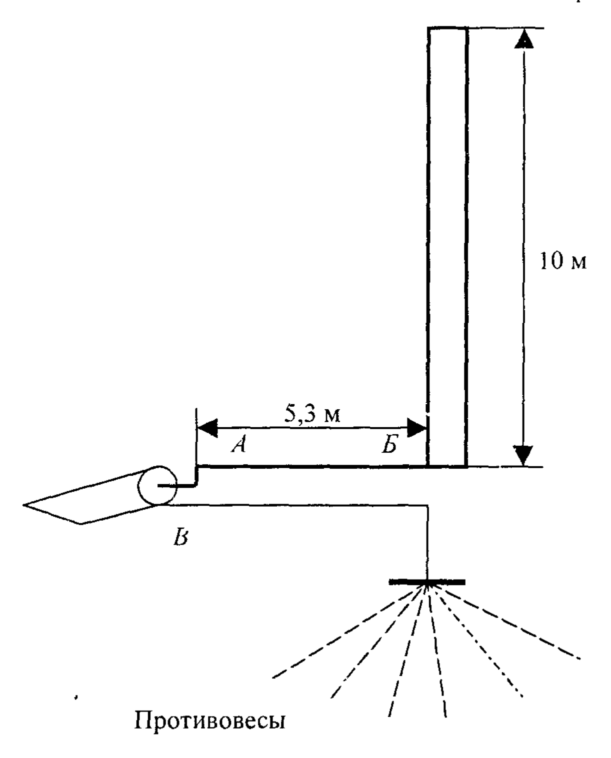


Рис. 6.112.

Таким образом обеспечена работа антенны на трех диапазонах без применения катушек и ли конденсаторов. Эффективность антенны достаточно высока, так как длина ее равна или превышает четверть волны на всех рабочих диапазонах. На 14 МГц благодаря сужению диаграмм в вертикальной плоскости антенна дает усиление 1.8 дБ (полтора раза по мощности) по сравнению с четвертьволновой вертикальной антенной. На 21 Мгц для определения углов излучения усиление достигает двух раз по мощности.

Конструктивно антенна представляет собой составную дюралевую трубу диаметром 4 см и длиной 10 м. Она установлена на фарфоровом изоляторе высотой 12 см. При работе на 14 МГц в основании антенны развивается большое ВЧ напряжение (сотни вольт), поэтому изолятор должен иметь малые потери и обеспечивать минимальную емкость основания антенны относительно земли.

Простое реле с двумя контактами, избавиться от которого в данной конструкции все же не удавалось, расположено у основания антенны и заключено в герметическую коробку. Провода трансформатора имеют диаметр 1,6 мм, расстояние между ними 12 см. При использовании другого диаметра провода для сохранения прежнего волнового сопротивления (600 Ом) необходимо изменить расстояние между проводами, Между проводами трансформатора через 30 см помещены изоляторы из оргстекла. Четвертьволновый трансформатор согнут в неправильный треугольник с плавными изгибами и поддерживается в пространстве с помощью двух деревянных или бамбуковых распорок длиной 1,8 – 2 м,

На диапазонах 7,14, 21 МГц КСВ, измеренный рефлектометром, был менее 1,6 (рефлектометр градуировался по сопротивлениям с 10% допуском).

При некотором усложнении эту антенну можно превратить в четырех или пятидиапазонную. Если применить четвертьволновый трансформатор вдвое меньший длины (2,6м) эту же антенну можно использовать и на 28 МГц. Практически можно сделать такое переключение, когда между кабелем и сопротивлением антенны будет включаться либо весь трансформатор, либо его половина, либо он закорачивается полностью.

Для этого достаточно взять одно антенное реле от радиостанции РСБ-5 и расположить его якорем вниз. При обесточенном реле антенна будет работать на 14 МГц.

Антенну можно настроить и на 3,5 МГц, поместив между основанием и землей удлиняющую катушку с ползунком, позволяющим изменять индуктивность катушки. Кабель следует подключить к одному из витков катушки (ближе к холодному концу). Точку подключения можно подобрать по минимальному КСВ.

Описываемая антенна может быть отнесена к разряду *Ground Plane*, то есть антенны, работающих с искусственной землей. Для этого она должна быть поднята на достаточную высоту. Если же установить эту антенну непосредственно на земле, потребуется заземление, состоящее из большого числа радиаль-

ных проводов, длиной более четверти волны, иначе КПД антенны будет очень низким. Высота установки антенны должна быть такой, чтобы расстояние между концами проводов – противовесов было меньше расстояния от концов проводов до земли (или крыши). Так, для данной антенны при 6 проводах высота основания должна быть 10 м, при 8-7 м, при 12-5м, при 20 – 3 м. При этих условиях КПД антенны будет близок к максимальному. Провода должны иметь длину 10,5 м и диаметр 2-3 мм. Лучше всего такую антенну установить на крыше из оцинкованного железа. В этом случае основание может стоять прямо на крыше. Оболочку кабеля следует надежно припаять к проводам, припаянным в свою очередь к нескольким листам железа. Хуже работает антенна на крыше из крашенного железа (из-за плохого контакта между листами).

АНТЕННА «СТАРЫЙ СОЛДАТ»

Эту антенну предложил WA6VQP (рис.6.113). Особенностью этой антенны является то, что один ее конец заземлен. Длина ее равна λ/2, т.е. эта антенна представляет собой вертикальный диполь. Работать она может только в одном диапазоне. Для каждого диапазона строится свое омега-согласование. Предпочтительно кабель пропустить внутри трубы, но можно и снаружи.

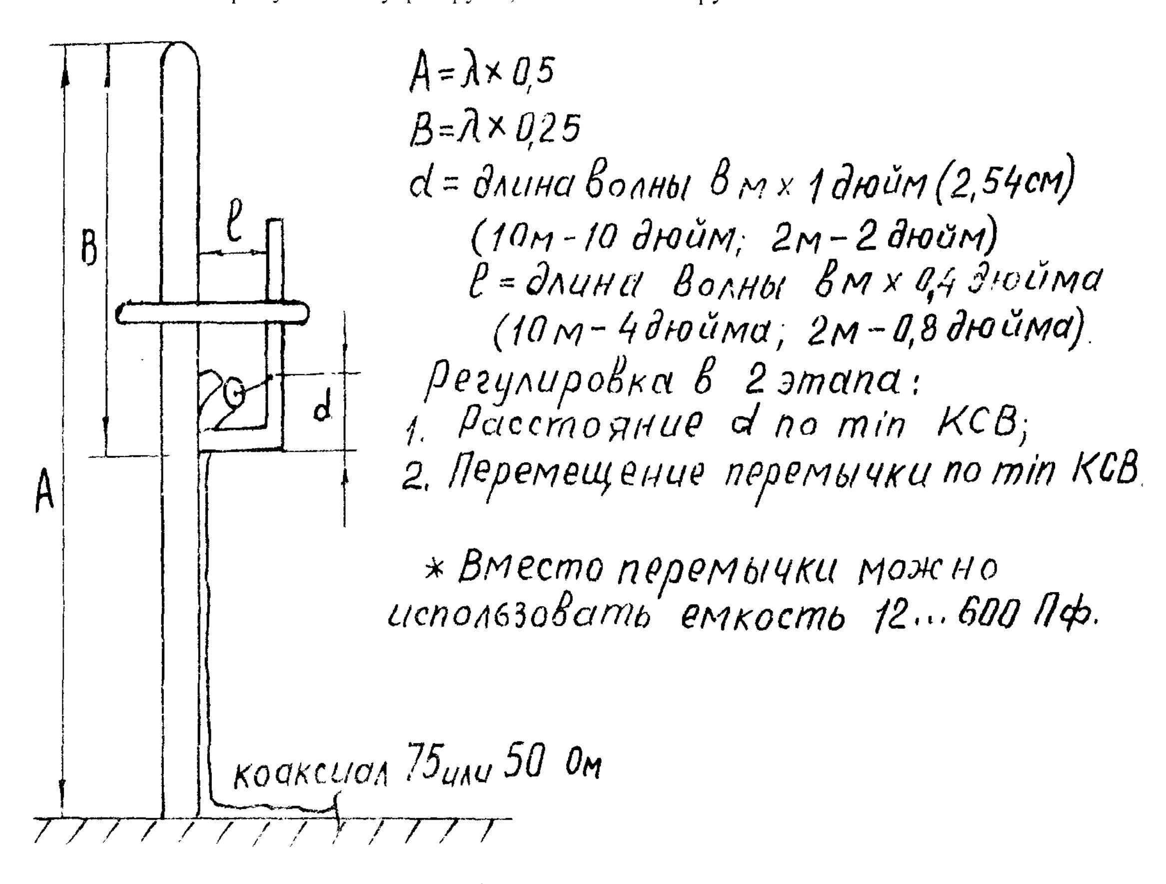


Рис. 6.113.

Для антенны можно использовать любую подходящую трубу, металлическую мачту под флаг, т.д. Эта антенна излучает под более пологими углами к горизонту, чем λ/4. Штырь и может иметь КД до 10-20%.

АНТЕННА «ИСТОК»

Если радиолюбитель имеет возможность сделать хорошую систему противовесов, то для проведения дальних связей все лучше установить пусть укороченную, но вертикальную антенну. Вполне приличные результаты можно получить с антеннами, имеющими высоту до 15 м. Один из вариантов такой антенны показан на (рис.6.114). Она состоит из вертикального излучателя (мачты) длиной 12 м, изолированного у основания от «земли». Излучатель представляет собой металлическую трубу. Он имеет так называемую верхнюю емкостную нагрузку, которая образована четырьмя проводами, длиной по 15 м. Угол между этими проводами (они одновременно играют роль оттяжек) и трубой должен быть 90°. Питание в антенну подают коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. При небольшой длине фидера целесообразно не устанавливать у основания антенны никаких согласующих элементов (при этом отпадает нужда в их герметизации), а работать со стоячей волной в кабеле.

Рис. 6.114.

В этом случае обязательным является наличие на радиостанции отдельного антенного согласующего блока у передатчика, так как возможностей по согласованию у его выходного контура (обычно П-фильтра) может не хватить.

АНТЕННА «НА АБОРДАЖ»

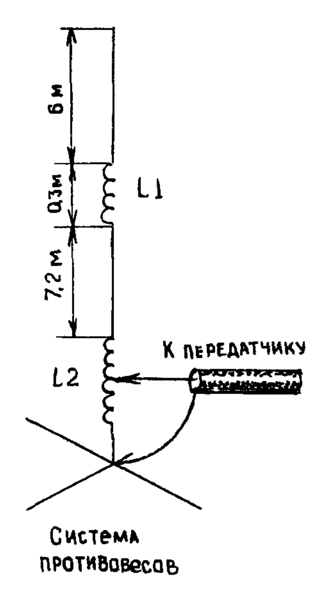


Рис. 6.115.

Антенна, показанная на (рис. 6.115) имеет полную высоту около 13,5 м. Укорачивание в ней достигнуто за счет включения «укорачивающей» катушки 1 подобно тому, как это делалось в укороченном диполе, о котором рассказывалось выше. Эта катушка должна обладать индуктивность около 160 мкГ. Ее наматывают медным голым проводом диаметром 2 мм на каркасе диаметром 70 мм. Она имеет 90 витков. Длина намотки 220 мм, а полная длина вставки в трубу 300 м. Индуктивность согласующей катушки 2 около 10 мкГ (20 витков такого же провода, намотанного на каркас диаметром 40 мм, длина намотки 50 мм). Настраивают антенну на рабочую частоту с помощью гетеродинного индикатора резонанса (подбором длины верхней секции антенны и, если



этого достаточно – подбором числа витков катушки *L1*). Затем по минимуму КСВ подбирают положение отвода на катушке *L2*. Как и все другие укороченные излучатели, эта антенна узкополосна, ее следует настраивать на тот участок диапазона, где чаще всего ведется работа.

АНТЕННА «ЛУННАЯ СОНАТА»

Известно, что эффективность вертикальной антенны при дальних связях определяется углом излучения антенны относительно горизонта. Величина этого угла, в свою очередь, зависит от геометрических размеров антенны. Чаще всего радиолюбители применяют антенны длиной 1/4λ. Однако антенна длиной 1-2 обеспечивает более пологий угол излучения, поэтому при дальних связях она более эффективна. Дальнейшее увеличение длины антенны приводит к появлению побочных лепестков, что снижает эффективность антенны при работе с ДХ.

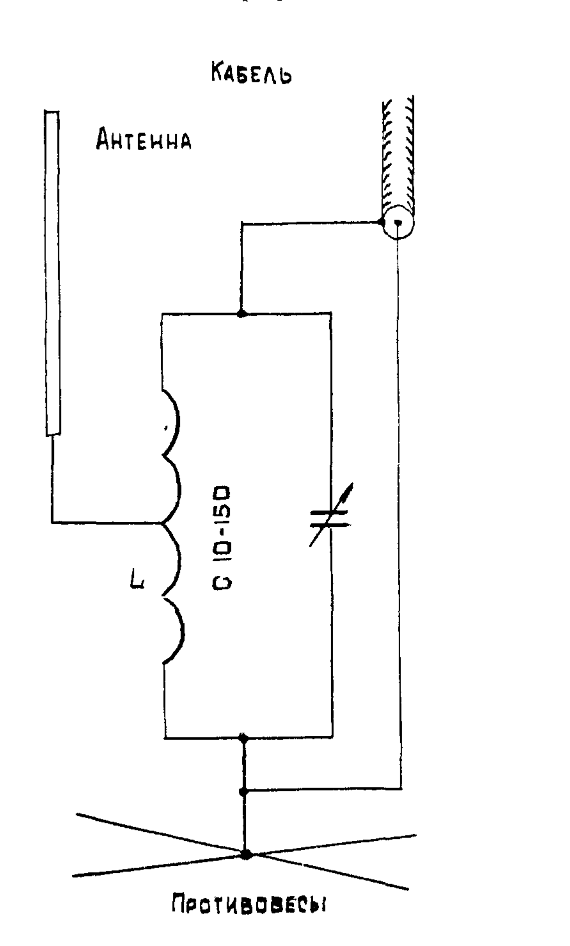


Рис. 6.116.

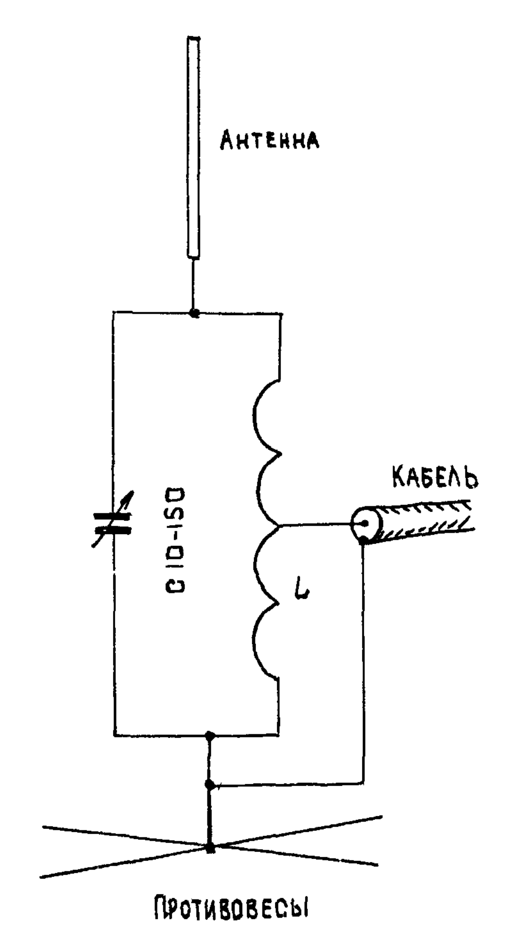


Рис. 6.117.

Для согласования антенны с фидером, выполненным из коаксиального кабеля, применялись устройства, схемы которых показаны на (рис. 6.116) (для диапазонов 7 и 21 МГц) и на (рис. 6.117) (для диапазонов 14 и 28 МГц). Эти устройства позволили получить в пределах всех четырех диапазонов КСВ не хуже 1,1. Число витков катушек составляет для 7 МГц – 21 виток (отвод от 14 витка), для 21 МГц – 1 виток (отвод от 11 витка), для 14 МГц – 21 виток (отвод от 7 витка) и 28 МГц – 15 витков (отвод от 5 витка). Длина антенны составляет 1/4λ на 7МГц, 1/2λ – на 14 МГц, 3/4λ – на 21 МГц и λ – на 28 МГц.

С этой антенной были получены следующие результаты.

На 7 МГц по отношению к полуволновому диполю ДХ оценивали выигрыш в громкости сигнала при переходе на испытываемую антенну до двух баллов, европейские корреспонденты отмечали проигрыш до 1 балла.

На 14 МГц по отношению к *GP* длиной 1/4λ выигрыш при связи с ДХ составлял 1-2 балла, европейские корреспонденты не отмечали разницы, ближние корреспонденты указывали на проигрыш до 1-2 балла.

На 21 МГц по отношению *GP* длиной 1/4λ результаты по характеру аналогичны результатам на 14 МГц по величине выигрыш проигрыш достигает 1 балла.

На 28 МГц по отношению *GP* длиной 1/4λ во всех случаях получен проигрыш до 1 балла.

АНТЕННА «ТРИО ЭФИРА»

За основу вертикальной трехэлементной антенны (рис. 6.118) волновой канал антенны взят полуволновой вибратор, изготовленный из алюминиевой трубы диаметром 40-60 мм. На отрезке мачты установлен опорный изолятор. Траверса изготовлена из бамбука или сосны. Директор и рефлектор подвешены к траверсе через орешковые изоляторы, т.к. на концах их при работе антенны на передачу будет большое напряжение. Рефлектор и директор следует выполнить из толстого медного провода. Вибратор питается с помощью фидера из коаксиального кабеля любой марки. Через четвертьволновый короткозамкнутый трансформатор. Он изготовлен из провода толщиной 2 мм. Точки подключения к трансформатору подбирают экспериментально по лучшему КСВ. Чем низкоомнее кабель, тем ближе к короткозамкнутому концу он должен быть подключен.

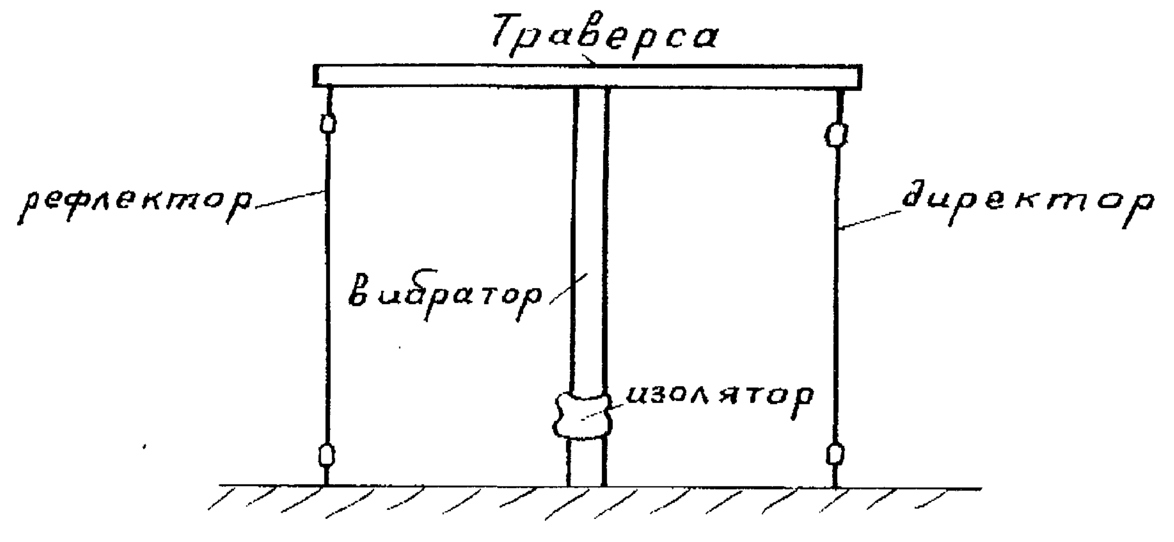


Рис. 6.118.

Длина вибратора при его диаметре 60 мм равна 1010 см, рефлектора 1076, директора – 975, траверсы – 620. В любом случае желательно подобрать длину пассивных элементов. При введении в антенну двух ВЧ реле, можно изменять ДН на 180°. Их переключением. В этом случае длины 6,7 будут равны по 975 см, удлиняющий отрезок подбирается экспериментально.

При повторении этой антенны следует учесть, что питание через четвертьволновый трансформатор не является оптимальным. Лучше применять питание как в *J*-антенне. В любом случае желательно, хоть и не обязательно, обеспечить хорошую землю. Теоретически можно вибратор и рефлектор с директором не изолировать от земли, но в этом случае земля должна быть очень хорошего качества.

АНТЕННА «ТАЙНАЯ ВЕЧЕРЯ» на три диапазона

Радиолюбитель OD5CC предложил простой вариант трехдиапазонной вертикальной антенны, предназначенный для работы на диапазонах 14 МГц, 21 МГц, 28 МГц. Антенна представляет собой вертикальный излучатель (рис. 6.119), выполненный из медной проволоки длиной 6,7 м. Такой излучатель имеет следующие входные сопротивления 14250 кГц – (100+ 200) Ом , 21375 кГц – (1200 – 500) Ом, 28500 кГц – (600 – 220) Ом. К нему подключена согласующая секция *2* длиной 8,5 м, выполняется из двухпроводной линии (волновое сопротивление 300 Ом коэффициент укорочения 0,82). Входное сопротивление системы излучатель-согласующая линия составляет 14250 кГц – (93 + *j*177) Ом; 21375 кГц (63+*j*0) Ом; 28500 кГц – (75 – 282) Ом.

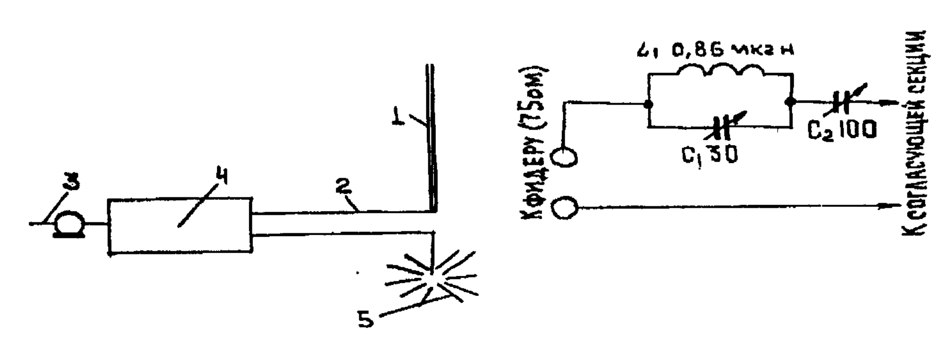
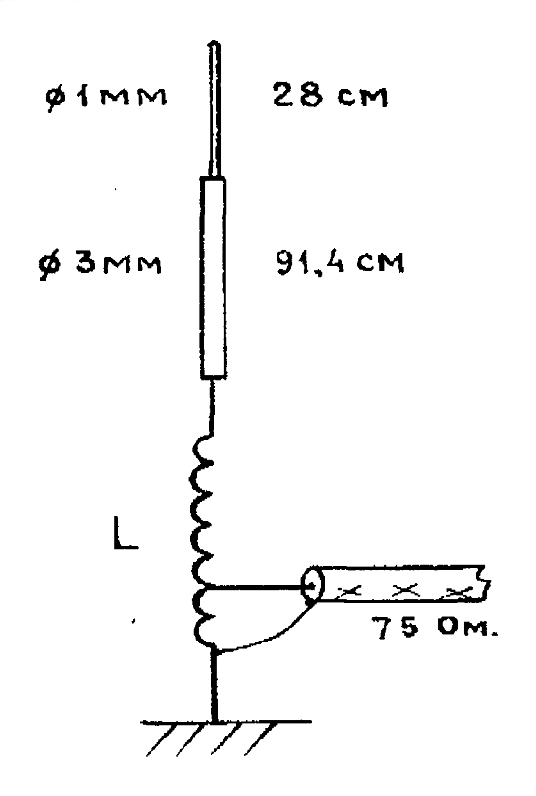


Рис. 6.119. Рис. 6.120.

Для компенсации реактивной составляющей включается компенсирующая цепь *4* (рис. 6.120). После ее настройки на частоту 35,85 МГц контур включается в цепь. Противовесы *5* антенны выполнены из медной проволоки и представляют сбой отрезки длиной λ/4 по четыре на каждый диапазон (всего 12 проводов).

АНТЕННА «МОТЫЛЕК» для подвижных станций 144 МГц



Намотана на цилиндрическом каркасе (рис. 6.121) диаметром 19 мм, длина намотки 89 мм, витком 1...2 мм провода. Отвод примерно от 4 витка, считая от излучателя. Рекомендуется как простая антенна для начинающих. Может быть полезна для экспериментов.

Рис. 6.121.

АНТЕННА «ПАЛЕЦ ДЬЯВОЛА» на два диапазона 10 и 2 м

Антенна (рис. 6.122) предназначена для работы в диапазонах 10 и 2 м. Она обеспечивает в горизонтальной плоскости всенаправленное излучение с вертикальной поляризацией. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости в диапазоне 2 м соответствует диаграмме вертикального полуволнового вибратора, а в диапазоне 10 м – диаграмме штыревой антенны с наклонными элементами. Таким образом основное излучение антенны направлено вдоль горизонта. Питание антенны может осуществляться с помощью любого коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. При переходе с одного диапазона на другой никаких переключений не требуется

Конструкция антенны со всеми необходимыми размерами показана на рисунке. В диапазоне 10 м антенна представляет собой по существу, штырь с тремя наклонными элементами. В диапазоне 2 м излучающей частью антенны является вертикальный полуволновый диполь, образованный двумя трубками одинаковой длины *1*. Штырь *2* пропущен и соединен с ней в точке подключения центральной жилы кабеля *4*. Оплетка кабеля подключена к нижней половине диполя, наклонные элементы *3* к оплетке кабеля.

В диапазоне 2 м верхняя половина диполя образует четвертьволновый стакан, препятствующий появлению пол на штыре. Аналогично действует стакан, образованный нижней половиной диполя по отношению к проходящему внутри не кабелю. Таким образом и штырь и вся нижняя часть антенны включая оплетку кабеля и наклонные элементы, в диапазоне 2 м оказываются изолированными и не мешают работе полуволнового диполя. Входное сопротивление антенны в этом диапазоне равио 75 Ом или немного меньше.

Частота, МГц	28,0	28,5	29,0	29,5	144 – 146
КСВ	1,5	1,3	1,17	1,4	1,2

В диапазоне 10 м излучают все части антенны от вершины штыря до концов наклонных элемеитов. Классическая антенна «Штырь с наклонными элементами» питается в точке подключения наклонных элементов. Входное сопротивление в этой точке составляет 40-60 Ом, т.е. оно меньше волнового сопро-

тивления кабеля. В данной антенне точка питания смещена. Это вызывает увеличение входного сопротивления антенны почти пропорционально величине $1/\cos\frac{2\pi h}{\lambda}$, где h высота подъема точки питания. Резонансная частота антенны остается прежней, т.к. размеры штыря и наклонных элементов не изменены. Выбранная величина подъема точки питания позволяет получить и в диапазоне 10 м входное сопротивление, близкое к 75 Ом. Кроме того, такой подъем позволил разместить выше часть антенны, излучающую на 2 м, что целесообразно при ограниченной высоте конструкции.

Рис. 6.122.

Влияние диполя диапазона 2 м на работу антенны в диапазоне 10 м компенсируется некоторым укорочением штыря. Величину укорочения можно рассчитать, но ввиду сложности расчета лучше уточнить ее экспериментально. В данной антенне необходимое укорочение оказалось весьма небольшим, порядка 100 мм. Полоса пропускания антенны в диапазоне 2 м достаточно широка, поэтому КСВ в пределах этого диапазона практически не изменяется. Штырь антенны изготовлен из дюралюминиевого прутка диаметром 8 мм, диполь - из дюралюминиевых трубок диаметром 30 мм, наклонные элементы – из антенного канатика. Антенна укреплена на деревянной мачте с помощью изоляторов. На верхнем конце трубки диполя укреплен изолятор (керамическая октальная ламповая панелька с удаленными лепестками), который центрирует штырь относительно трубки. На концах наклонных элементов установлено по два керамических изолятора.

Поскольку антенна оказывается изолированной от земли, необходимо предусмотреть ее грозозащиту. Лучше всего для этой цели использовать короткозамкнутый шлейф 5. Длина шлейфа равна четверти



длины волны в 10 м и пяти четвертям длин волны в 2 м диапазонах. При этом шлейф имеет очень высокое входное сопротивление и не влияет на работу антенно-фидерной системы.

АНТЕННА «ДЫХАНИЕ ПУСТЫНИ» многодиапазонная вертикальная антенна на 14, 21, 28 МГц

Эта антенна является частным случаем широкополосной экспоненциальной антенны. Ее входное сопротивление близко к 70-80 Ом, что позволяет питать ее по 75-омному коаксиалу.

Излучающая система антенны состоит из 6 проводов, расположенных в вертикальных плоскостях под углом 60° друг к другу. В основании и на вершине провода электрически соединены между собой.

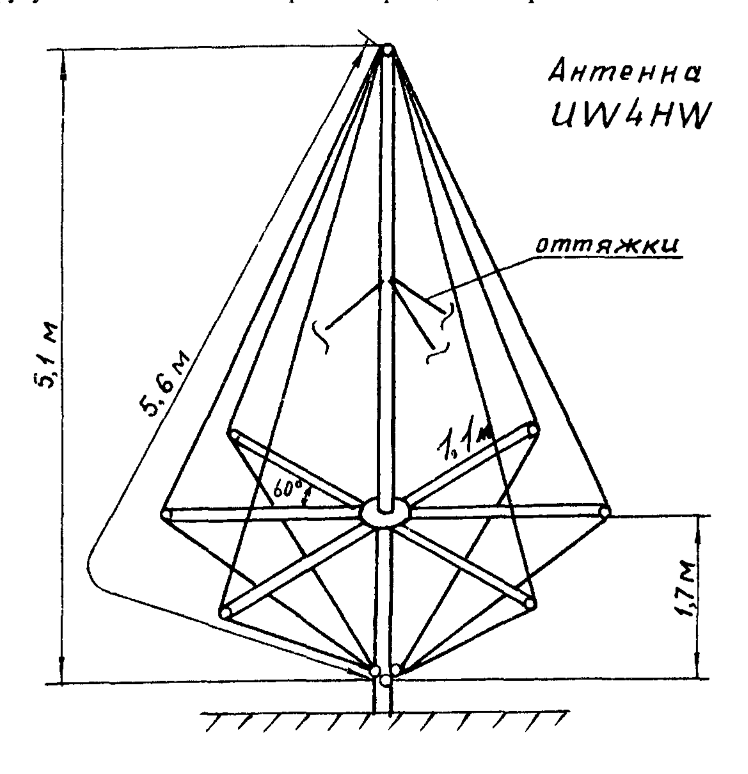


Рис. 6.123

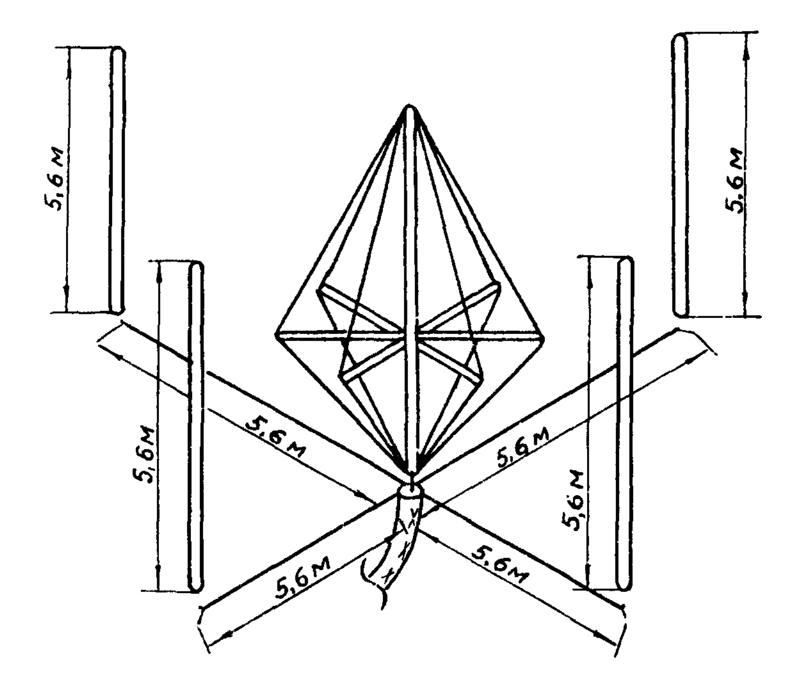


Рис 6 124

В качестве заземления необходимо использовать не менее трех проводников длиной четверть волны для каждого диапазона. Как показывает опыт, эта антенна работает не только на 28,21,14 МГц, но и на

24, 18 МГц, а также на 7 - 1,9 может быть использована в качестве вспомогательной. По своей эффективности антенна (рис. 6.123) значительно превосходит классический штырь и может быть рекомендована для использования всем радиолюбителям.

UL7BBW (рис. 6.124) доработал эту антенну так, что появилась возможность изменять направление ДН, в данном случае получился вариант фазированной антенной решетки. Подключенные штанги являются рефлекторами. Подключая их поочередно или группами, можно производить изменения ДН. С указанными размерами антенна эффективно работала на 14 МГц, на 1 и 28 МГц ее эффект был ниже. Для подключения штанг UL7BBW использовали реле типа ТКЕ 32ПД1.

АНТЕННЫ «ПРЕРИЯ» на 160, 80, 40 м

Этот тип антенн позволяет использовать одну антенну для работы на разных диапазонах путем применения настроечных элементов, поэтому в зависимости от диаметра труб все конструкции могут иметь небольшие отклонения от указанных размеров.

АНТЕННА 1. Трехдиапазонный вариант вертикального излучателя для работы в диапазонах 160, 80, 40 м, (рис. 6.125*а*). Емкостная нагрузка расположена на вершине и состоит из 6 дюралюминиевых трубок диаметром около 6 мм, разнесенных под углом 60°. Друг к другу. Ее назначение удлинение электрических размеров антенны до 1-8 на 160 м, 1-4 на 80 м, 1-2 на 40 м. Подстройка антенны с помощью индуктивности L_1 и емкости C_1, изменяя их значения, настраиваем антенну в резонанс и одновременно согласовываем с 50-омным кабелем.

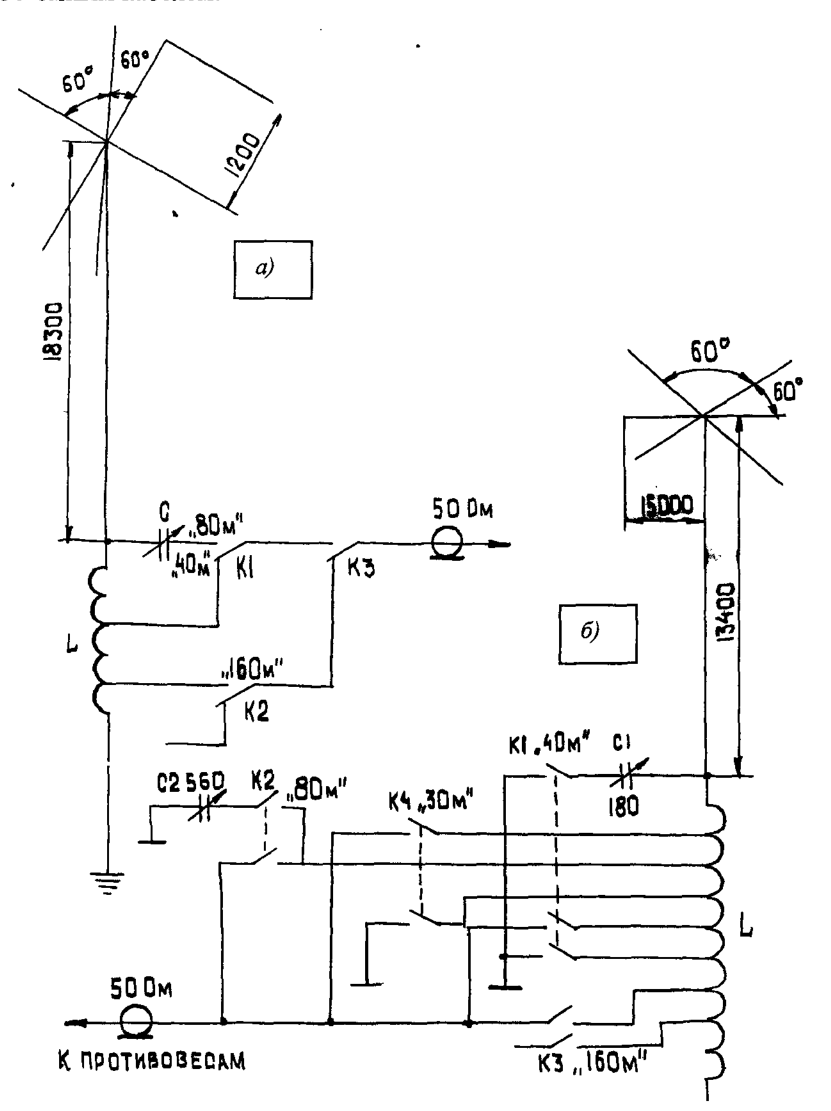


Рис. 6.125

При размещении антенны над землей достаточно четыре противовеса длиной 1/4λ для каждого диапазона. При размещении на земле, количество противовесов должно быть не менее 20. Настроенная антен-

на имеет КСВ не более 1,1 – 1,2 на каждом диапазоне и хорошо зарекомендовала себя при проведении дальних радиосвязей на НЧ диапазонах.

АНТЕННА 2. По выражению американского радиолюбителя В. Станфорда (К3ЕО) это именно та точка опоры, с помощью которой можно поднять Землю. То есть эта антенна стратегическое оружие радиолюбителя для ДХ связей на НЧ диапазонах (рис. 6.125*б*). Емкостная нагрузка удлиняет электрическую длину антенны до 5-8 на 30 м, 1-2 на 40 м, 1-4 на 80 м и 1-8 на 160 м. Катушка индуктивности имеет следующие данные, см. таблицу 6-8.

ТАБЛИЦА 6-8

Колличество Витков	Диаметр в мм	Диаметр намотки в мм	Диаметр провода в мм	Отводы, считая от горячего конца	Диапазон
30	76	150	1	от 3 до 8 витков	30
				от 7 до 10 витков	40
				от 4 витков	80
				от 22 и 25 витков	160

При установке антенны на крыше достаточно четырех противовесов, длиной 1-4 на каждый диапазон. На 160 м полоса пропускания антенны 45 КГц. При КСВ менее 2. Настройка антенны с помощью подбора отводов катушки индуктивности по минимальному значению КСВ на каждом диапазоне.

АНТЕННА «МАЛИНОВЫЙ ЗВОН»

Эта антенна (рис. 6.126) почти аналог предыдущей антенны, но вместо диапазона 30 м, реализован 20 м. Электрическая длина антенны 1/4 λ на 80 м, 5/8 λ на 20 м и удлиненный λ/4 штырь на 40 м.

Катушка индуктивности *L* имеет 26 витков провода 1 мм. Диаметр катушки 76 мм, а шаг намотки 6 витков на 2,5 мм КСВ антенны не превышает 1,2 мм. Противовесы аналогичной предыдущей конструкции.

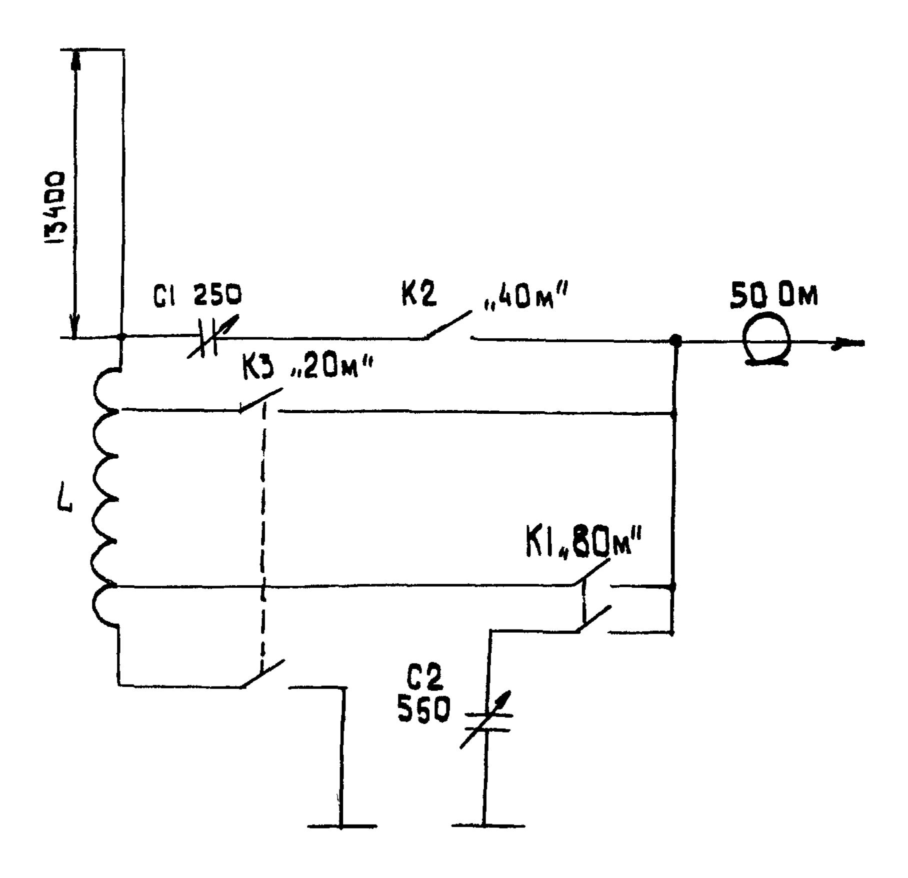


Рис. 6.126

АНТЕННА «ЭХО В ГОРАХ»

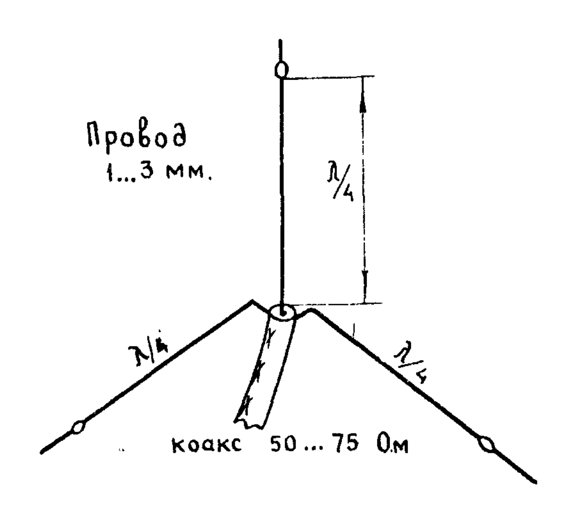


Рис. 6.127

Излучатель 1 (рис. 6.127) и радиальные проводники 2 обеспечивают круговую диаграмму в горизонтальной плоскости. Угол между радиальными проводниками и излучателем определяет волновое сопротивление антенны. При угле 90°. Волновое сопротивление равно примерно 30 Ом, при угле 180 - 70 Ом. Обычно выбирают угол 145°, что позволяет питать антенну 50 - омным кабелем. Кабель подключают к разъему 3, укрепленному на металлической пластинке, к которой электрически присоединены радиальные проводники. Излучатель, к которому подключают центральный проводник кабеля, установлен на изоляторе 4.

АНТЕННА «ЗУБ ДРАКОНА» на 80, 40, 15 и 10 метров

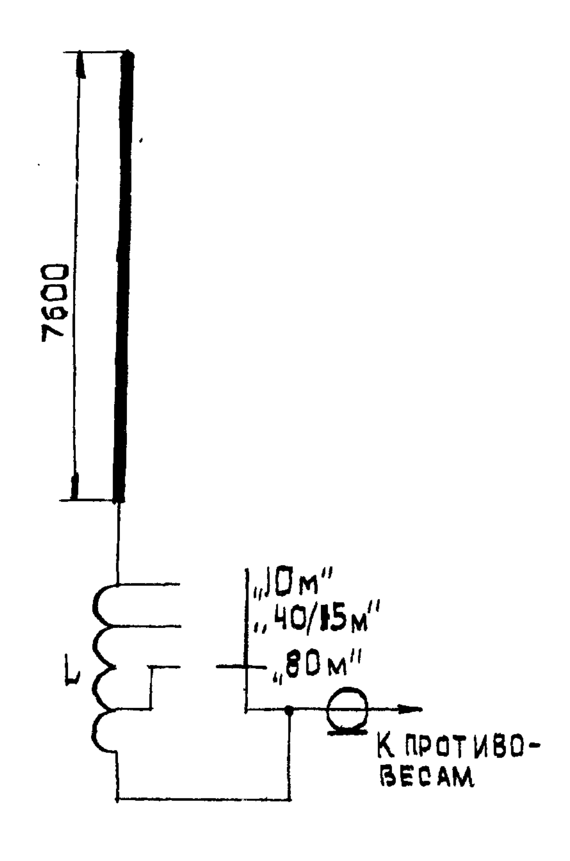


Рис. 6.128

Электрическая длина антенны (рис. 6.128) 1/8 λ на 80 м, 1/4 λ на 40 м, 3/4 λ на 15 м и 10 м. Катушка индуктивности наматывается проводом диаметром 1-2 мм и имеет длину намотки 127 мм, диаметр намотки 64 мм, шаг намотки 6 витков на 2,5 см. Отводы подбираются по минимальному КСВ. Противовесы состоят из 10 проводников, 5 длиной 4,57 м и 5 – длиной 7,62 м. КСВ иа всех диапазонах не более 1,2.

АНТЕННА «ТЕНИ ЗАКАТА» на 15, 20 м

В. Рихарц предложил свой вариант антенны (рис.6.129). Ее особенностью является наличие резонансного контура L_1C_1 и фазирующей петли. Контур L_1 при вершине настроен на частоту 20,8 МГц. Фазирующая петля используется на диапазонах 15 и 20 м. Электрическая длина на диапазоне 15 м складывается из части длиной 9/16 λ, расположенной над 5/8 λ частью вибратора диапазона 15 м. На диапазоне 20 м мы имеем излучатель 5/8 λ, расположенный над отрезком, длиной 3/8 λ. Фазирующая петля работает как отрезок с электрической длиной 1/8 λ и 3/16 λ соответственно на 20 и 15 м. Фазирующая петля

выполнена из алюминиевой трубки диаметром 13 мм. Настраивают антенну с помощью обычного индикатора поля по минимуму показаний по всей длине фазирующей петли, изменяя при этом длину и высоту линии. Значение КСВ не более 1,2 на каждом диапазоне. Противовесы имеют длину, равную 1,4 λ Для каждого диапазона.

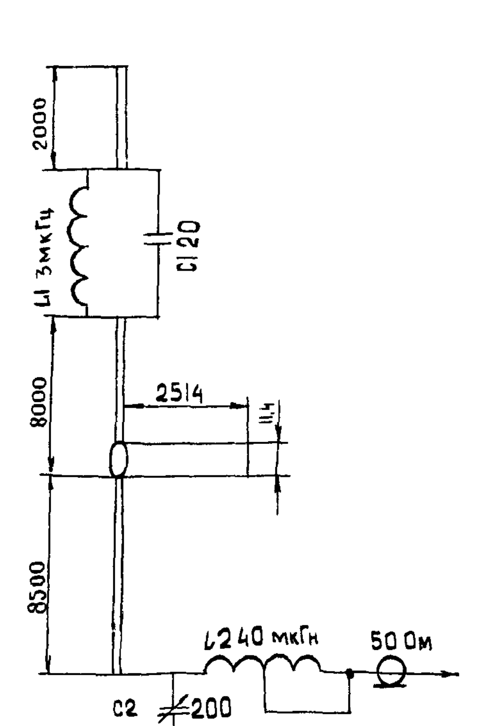


Рис. 6.129.

АНТЕННА «АПОГЕЙ» для связи через спутники 144 МГц

Антенна (рис. 6.130) выполнена из жесткого коаксиала диаметром 8...13 мм. Проводником служит оплетка. Для питания можно использовать коаксиальный кабель при подключении через U колено.

Диаграмма направленности такой антенны имеет форму восьмерки в горизонтальной плоскости, а в вертикальной – узкого прижатого лепестка. Эту антенну желательно расположить на уровне не менее одного метра от крыши. Это необходимо для создания оптимальной Д.Н. для спутника.

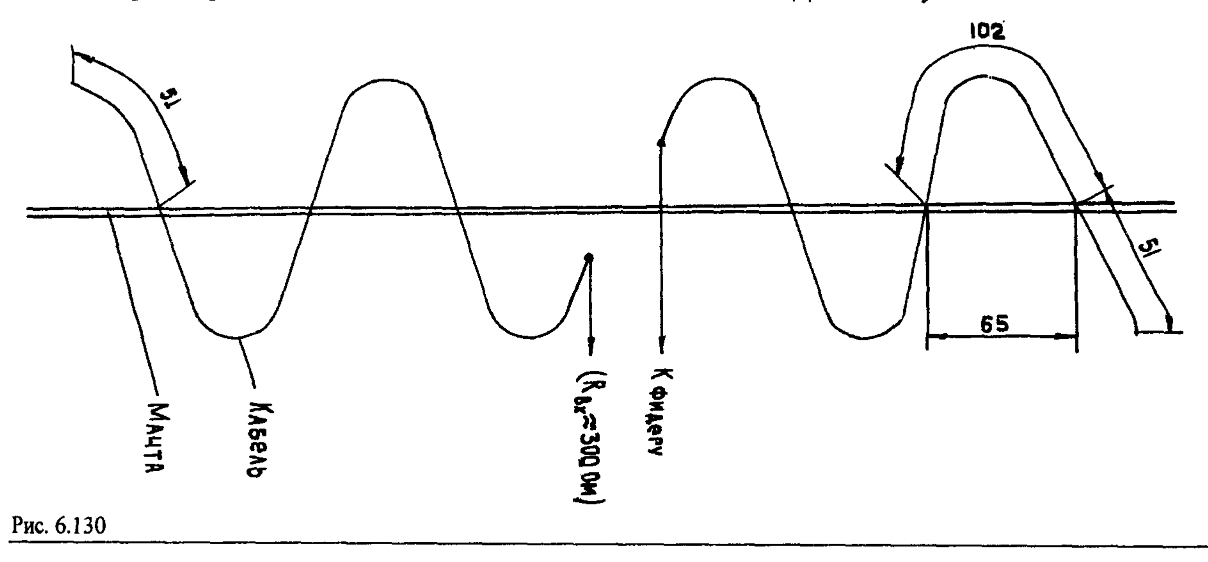


Рис. 6.130

АНТЕННА «ЕЛЕСЕЙСКИЕ ПОЛЯ» на 28, 21, 14, 7 МГц

Антенна может работать в диапазонах 28, 21, 14, 7 МГц. Причем для диапазона 7 и 21 МГц используется согласующее устройство *А*, а для 14 и 28 МГц – *Б*. Эта антенна эффективно работает на всех своих диапазонах и ее недостаток лишь в том, что при переходе от диапазона к диапазону приходится менять согласующее устройство. Автор дает такие характеристики этой антенны: на 7 МГц – выигрыш 2 балла

для *DX* по отношению к полуволновому диполю, на 14 МГц – выигрыш полбалла для *DX* по отношению к четвертьволновому штырю. аналогичен результат и на 21 МГц.

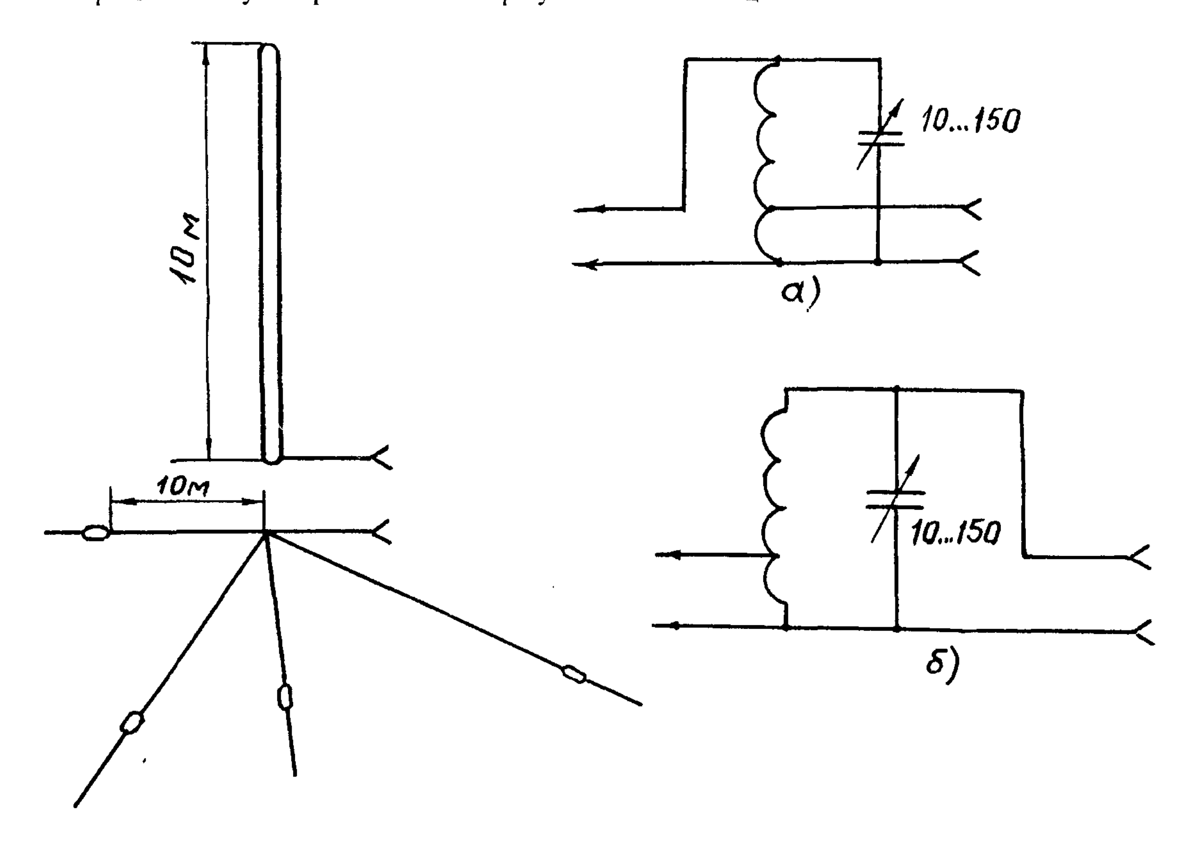


Рис. 6.131.

НА 28 МГц был получен проигрыш в 1 балл, очевидно, это было связано с неоптимальным согласованием этой антенны. Диаметр и длина намотки были рассчитаны UZ32K.

f, МГц	28	21	14	7
Количество витков	15	21	21	21
Отвод, считая от земли	5	11	7	14
Длина намотки см	3	4,5	4,5	4,5
Диаметр см	2,5	3	3	3,5

Эту антенну можно рекомендовать как многодиапазонную тем, кто имеет возможность делать быструю смену согласующего устройства.

АНТЕННА «РУССКИЕ БЕРЕЗЫ»

L – антенну (рис. 6.132) можно рассматривать как штыревую, на конце которой выполнена удлиняющая часть. *L* -антенна имеет, как и штырь, прижатую к земле вертикальную ДН, но в то же время она имеет и значительную горизонтальную составляющую за счет удлиняющего отрезка. Все, что касается «земли» для штыря, верно для *L* – антенны.

Эта антенна хорошо работает на всех диапазонах, начиная со 160 м. Но особенно эффективна ее работа, начиная с 40-метрового диапазона и выше. Для этой антенны следует применять непосредственное питание, или использовать двухпроводную линию по возможности минимальной длины.

Следует еще раз подчеркнуть, что ее эффективность во многом определяется качеством «земли».

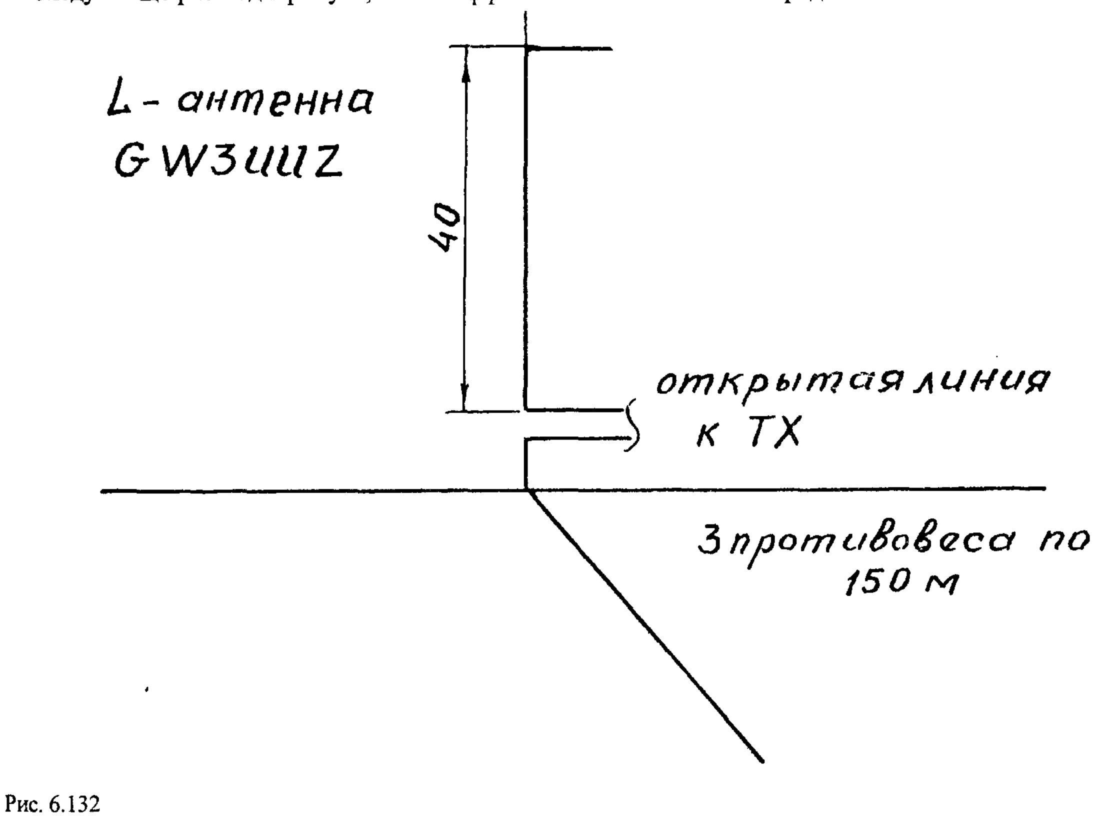


Рис. 6.132

АТЕННА «ГЛУБОКИЙ КОЛОДЕЦ» - пятидиапазонная вертикальная антенна

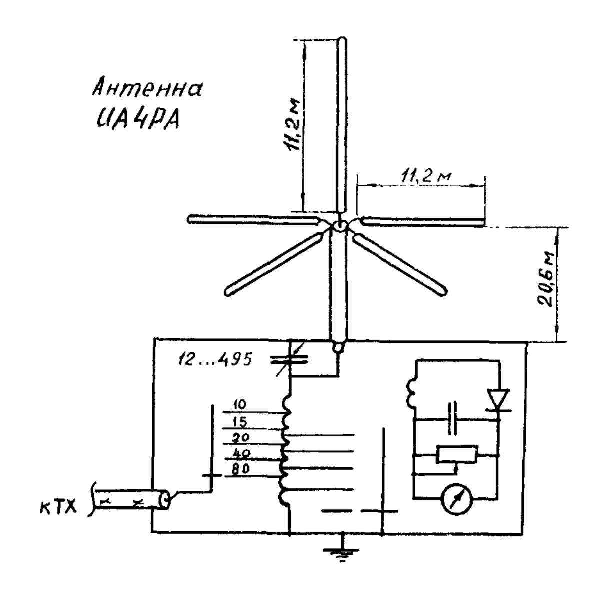


Рис. 6.133

Эта антенна может работать на 80, 40, 20, 15, 10 метрах по сравнению с предыдущими антеннами эта антенна на 40 и 80 метров работает вполне эффективно. За счет того, что излучающая часть удлинена до 11,2 м антенна эта питается пучностью напряжения, поэтому рекомендуется использовать при работе с ней согласующее устройство, показанное на (рис. 6.133). Намоточных данных контуров он не приводит. Можно кабель подсоединить к П - контуру передатчика и непосредственно, но тогда ухудшается фильтрация гармонии. Измеритель напряженности поля служит для настройки контуров, согласующих антенну в резонанс с рабочей частотой.

АНТЕННА «СЕВЕР» многодиапазонная КВ антенна для 7, 14, 21, 28 МГц

Эта антенна (рис. 6.134) представляет собой вертикальный вариант W3DZZ. Изготовлена из алюминиевых труб диаметром 20-60 мм, которые в месте подключения контура соединены с помощью втулки диэлектрика. При питании антенны по кабелю 50 Ом и при наличии 4 противовесов длиной 10,5 и наклоненных по 45°. КСВ на всех 4 диапазонах не превышал 2.

Для контура необходимо использовать высококачественные конденсаторы. Сначала вне антенны настраивают контур на 14,1 МГц. Затем при работе на 14 МГц изменением длины секции антенны, расположенной между кабелем и контуром, добиваются минимального КСВ. После этого на 7 МГц изменением длины секции антенны после контура добиваются минимального КСВ на 7 МГц на диапазон 21 и 28 МГц. В этом случае антенна настройки не требует. Эта антенна эффективна для проведения ДХ на всех ее рабочих диапазонах.

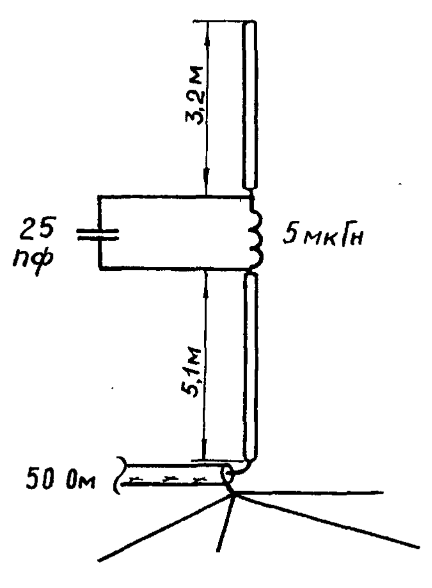
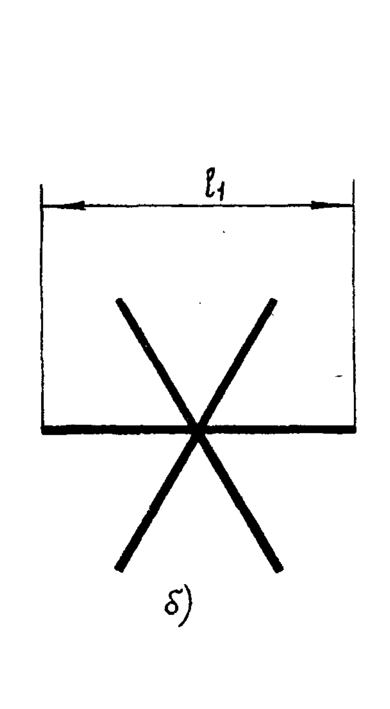


Рис. 6.134.

АНТЕННА «ТРОЯ ШЛИМАНА»

Антенна (рис. 6.135) работает с 2-х кратным перекрытием частоты в пределах одного поддиапазона.



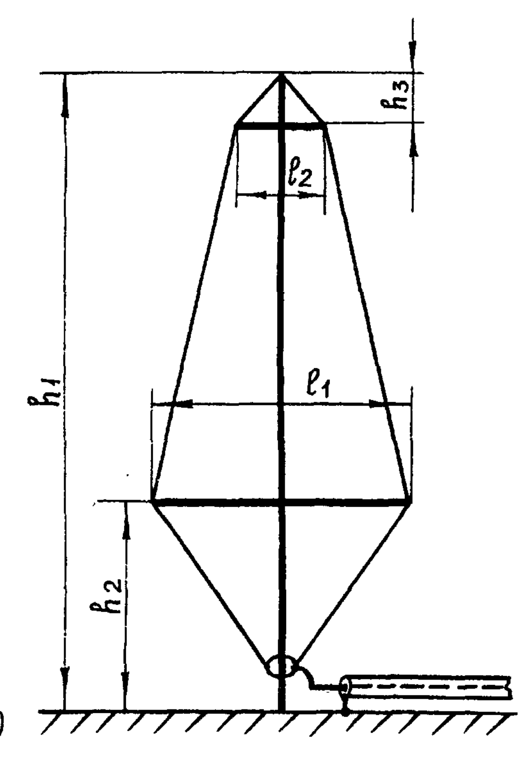


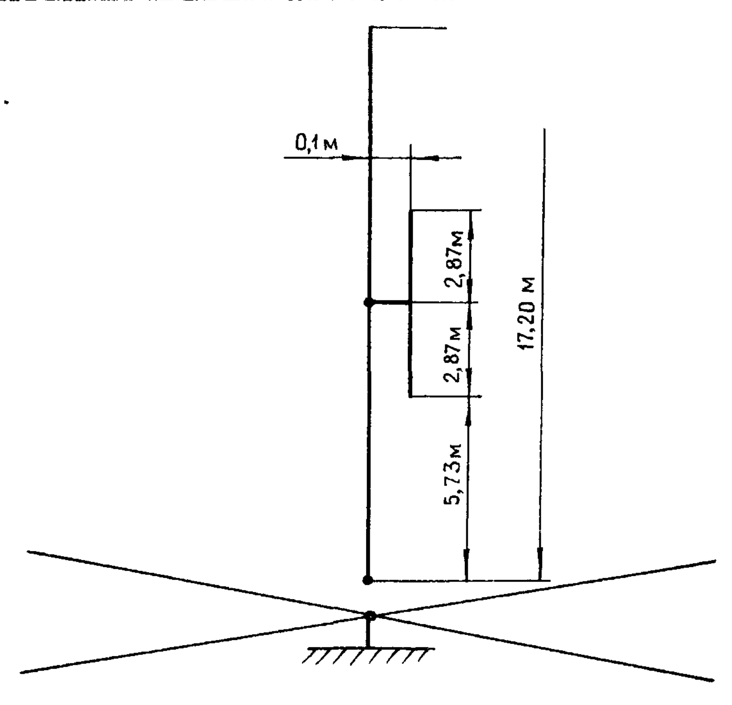
Рис. 6.135

Питание осуществляется через 50-омный кабель. В таблице приведены размеры антенны для различных диапазонов.

ДИАПАЗОН	h_1	l_1	h_2	h_3	l_2
3,5...15	13,1	5,4	5,15	0,65	1,8
7...28	7,0	2,9	2,75	0,3	1,0
14...56	3,65	1,5	1,45	0,2	0,5

Образующие антенны размещены на расстоянии 5 см друг от друга.

АНТЕННА «ВЕБЕР» на 30 и 12 м



WIJF дал описание j - антенны для работы в этих диапазонах. В 30-метровом диапазоне она работает как 5/8 λ с усилением порядка 3 dB. Применены 4 радиальных противовеса длиной 7,25 см. В 40-м диапазоне длина вертикала ~ 0,4 λ, а 80 - м – 0,21 λ. Антенна (рис. 6.136) показала хорошие результаты на этих диапазонах.

Рис. 6.136 *АНТЕННА «ВЕБЕР» на 30 и 12 м*

АНТЕННА «ГЕЙНЕ» вариант вертикала на три диапазона 10, 15 и 20 м

На (рис. 6.137) изображена схема антенны небольшой высоты и достаточно хорошими параметрами на эти диапазоны. Материал для антенны дюралюминиевая труба диаметром 25 мм. Антенна имеет два резонансных параллельных контура L_1 C_1 и L_2 C_2 . L_1 – длина 165 мм (проволока диаметр 2,5 мм) намотана на всю длину, L_2 – 38 мм, диаметр L_1 и L_2 – 100 мм. C_1 – 160 Пф, C_2 = 60 Пф.

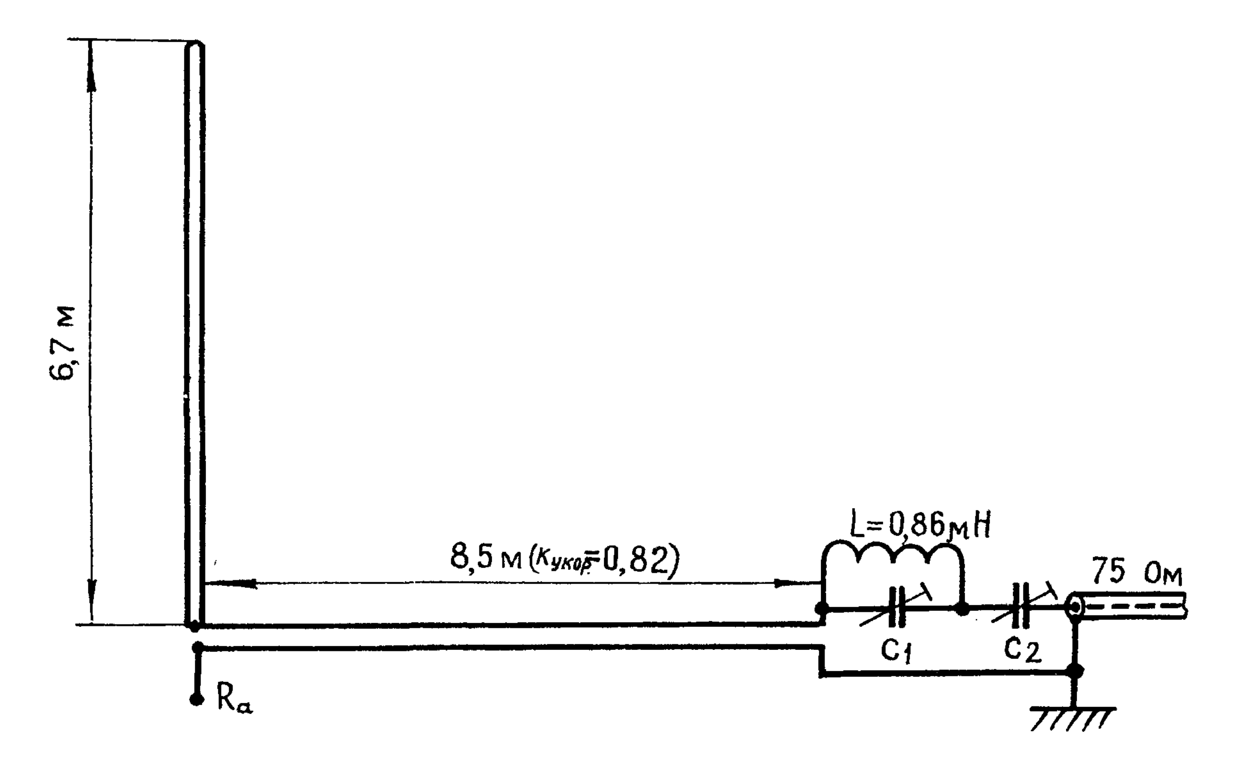


Рис. 6.137 *АНТЕННА «ГЕЙНЕ»*

АТЕННА «МИРАЖ» двухдиапазонный вариант на 40 и 80 м

Антенна изображена на (рис. 6.138), работает в двух диапазонах 80 и 40 м. В основание антенны включен параллельный колебательный контур L_1 C_1 (L_1 = 18 мкГн, C_1 = 45 ÷ 100 пФ) диаметр катушки 60 мм, длина 65 мм, диаметр провода 2,0...2,5 мм.

Применена схема гамма - согласования через конденсатор C_2 (150 пФ).

Подключение осуществляется на расстояние 300 мм от точки B. Катушка L_2 имеет индуктивность 8 мкГн (диаметр 60 мм, длина 35 мм, провод 2...3 мм). В авторском варианте VK2AZN применялось 2 противовеса длиной 13,4 м. Высота антенны около 9,15 метров.

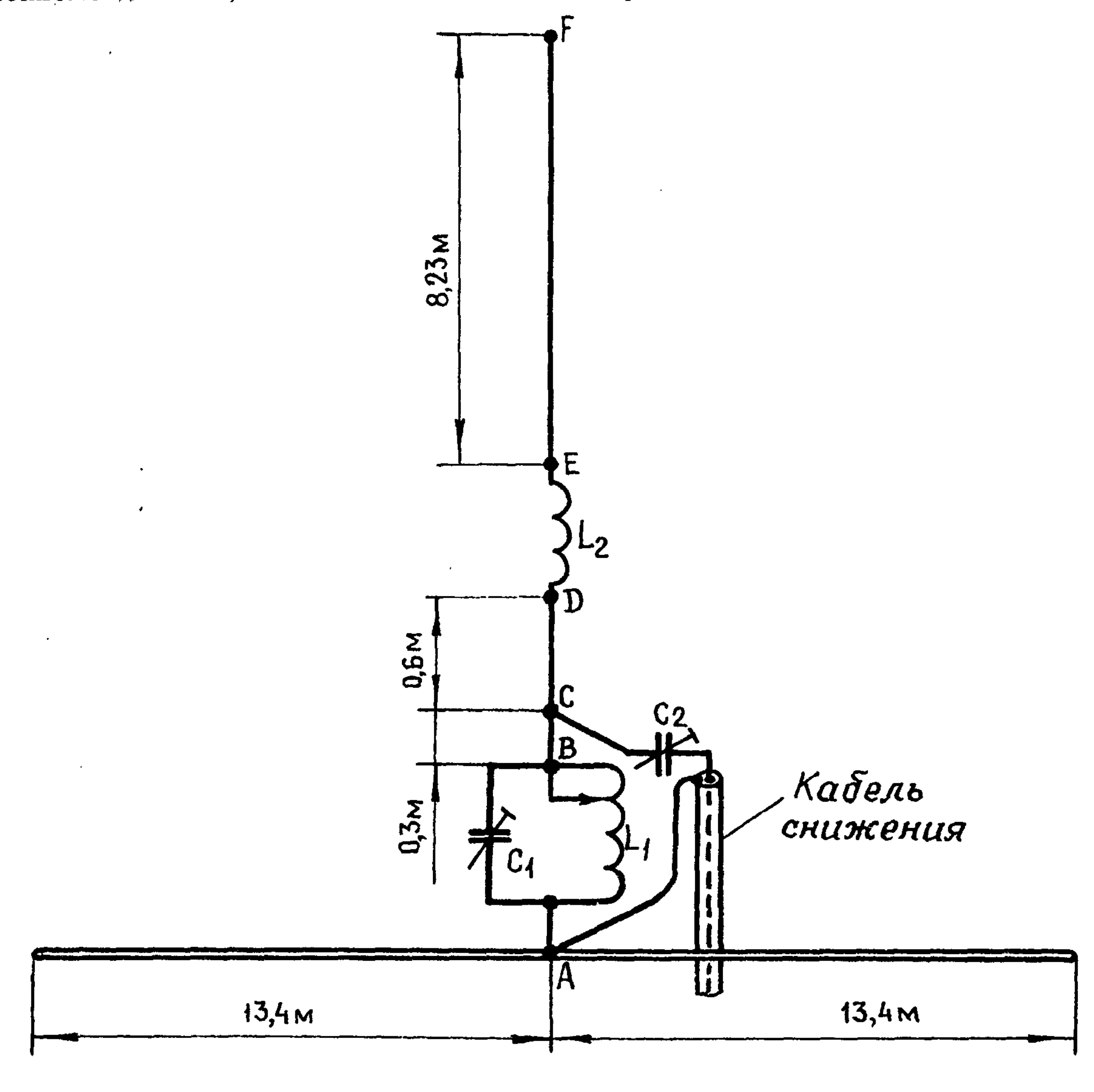


Рис. 6.138. *АТЕННА «МИРАЖ» двухдиапазонный вариант на 40 и 80 м*

АНТЕННА «ПОЛТЕРГЕЙС» на 10, 15, 40, 80 м

Антенна (рис. 6.139) имеет длину 7,6 м. Геометрическая длина для 28.5 МГц равна 0,72 λ. Величина $C_{ук}$ = 100 пФ. Для резонанса 21,2 МГц геометрическая длина равна 0,54 λ и R_A =50 Ом, для диапазона 40 м, геометрическая длина равна 0,18 λ и R_A = 40 Ом.

Для диапазона 80 м длина равна 0,09 λ. Катушка имеет диаметр 65 мм, количество витков 30, диаметр провода 2 мм. Вся антенна запитывается кабелем с R_B =50 Ом.

АНТЕННА «РЕЙН» многодиапазонный вариант Т - антенны для 40, 20, 15, 10 м

Антенна (рис. 6.140) состоит из двух вертикальных проволочных полотен, размещенных на расстоянии 0,5 м друг от друга и горизонтального проводника длиной 20,14 метров. Антенна согласуется с помощью L,C цепочки, данные которой приведены в таблице 6-9.



ТАБЛИЦА 6-9

	40 м	20 м	15 м	10 м
$L_{мкГн}$	6,0	2,3	1,4	1,0
$C_{пФ}$	80	50	40	30

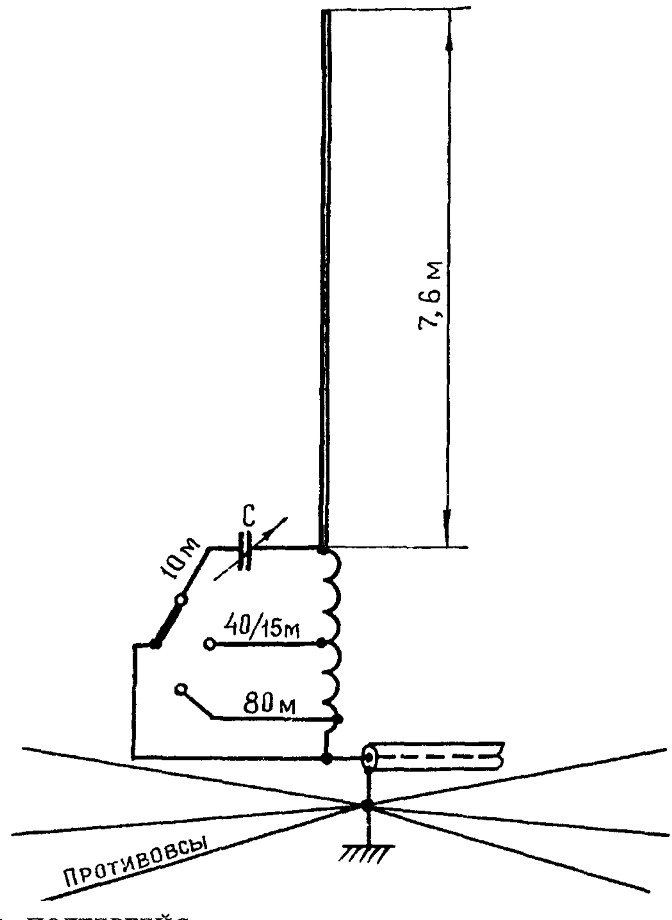


Рис. 6.139. *АНТЕННА «ПОЛТЕРГЕЙС»*

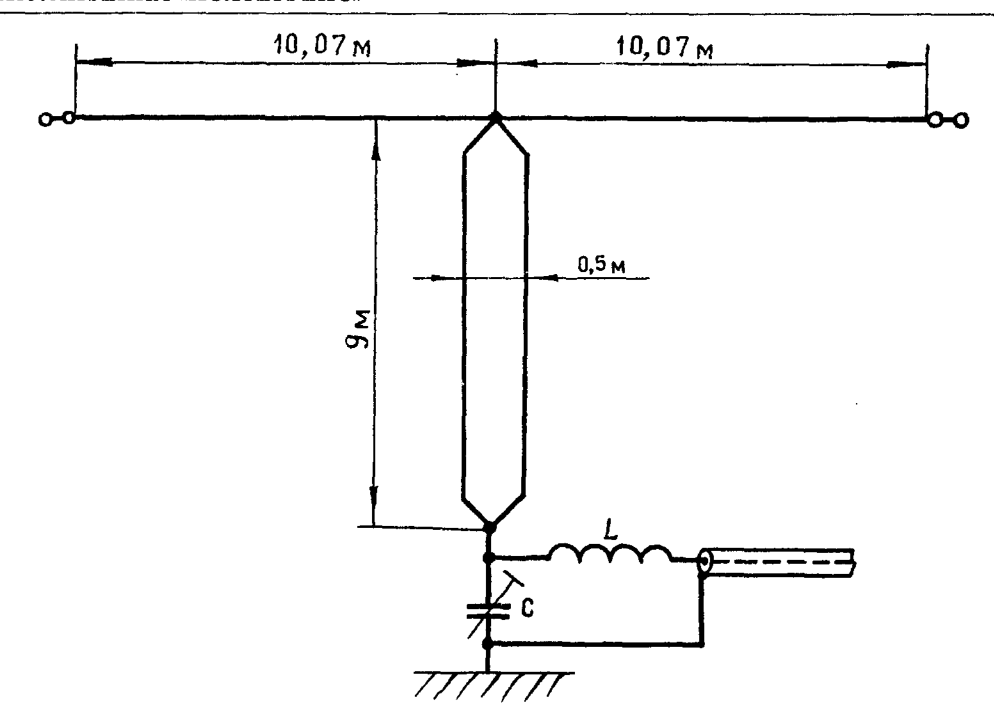


Рис. 6.140. *АНТЕННА «РЕЙН» многодиапазонный вариант Т – антенны для 40, 20, 15, 10 м*

АНТЕННА «КОРАБЕЛЬНЫЕ РОЩИ» - вариант коаксиальной конструкции

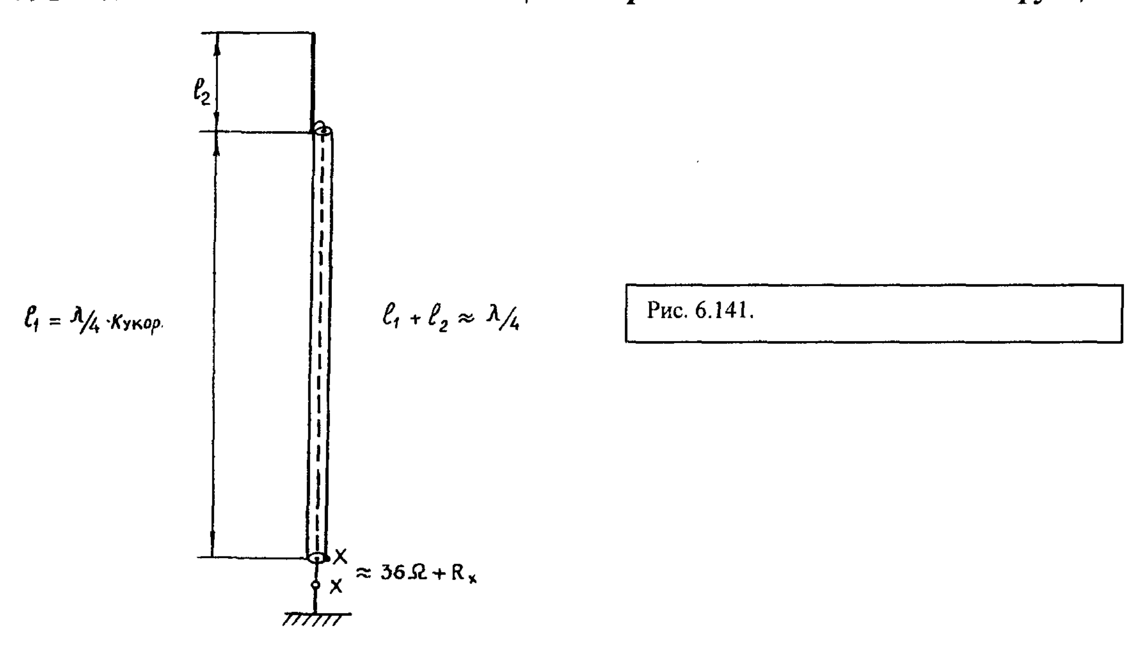


Рис. 6.141.

На рис. 6.141 изображена схема выполнения коаксиальной антенны, а на рис. 6.142 варианты исполнения некоторых конструкций и схем согласования коаксиальных антенн. Механическая конструкция антенны с учетом коэффициента укорочения $K_{ук}$ = 0,66 равна

l_1 = 0,25 λ · 0,66 = 0,165 λ

для l_2 берем отношение l/d = 0,95 и получаем

$l_1 + l_2$ =0,25λ · 0,95

тогда длина l_2 равна 0,2375 λ - 0,165 λ = 0,0725 λ

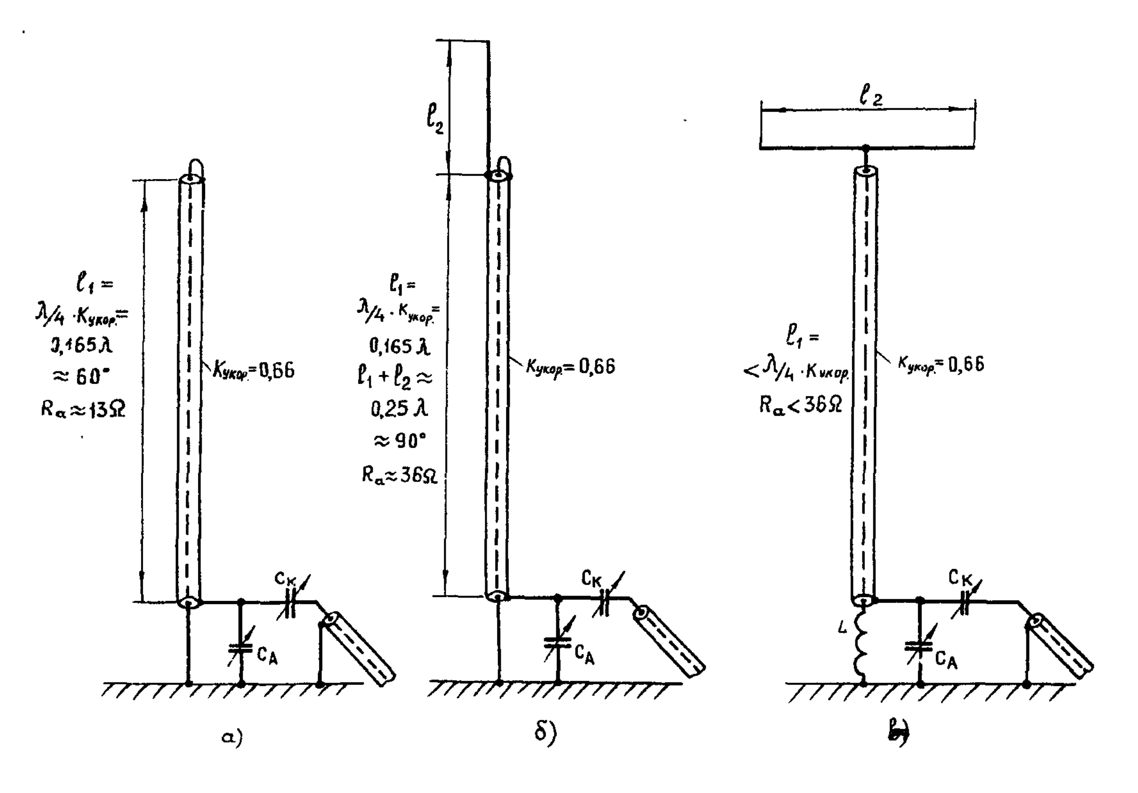


Рис. 6.142

АНТЕННА «ТИХИЕ ЗОРИ» - вариант L - антенны

На рис. 6.143 изображены вариант *L* - антенны на диапазон 80 м. Общая длина всего полотна λ/4. Резонанс на этом диапазоне получается с помощью конденсатора переменной емкости с номинальным значением порядка 500 пФ.

Рис. 6.143. *АНТЕННА «ТИХИЕ ЗОРИ» - вариант L - антенны*

АНТЕННА «РОССА»

Т - образная с горизонтальной поляризацией волны изображена на рис. 6.144. Верхняя часть антенны представляет собой ряд параллельных проводников длиной λ/6, находящихся на расстоянии λ/100 друг от друга. Рекомендуется к изготовлению на 40 - метровый диапазон. Кабель питания 50 Ом. Для компетенции реактивной составляющей применяется *LC* - контур. Для их расчета можно применить ранее описанный материал.

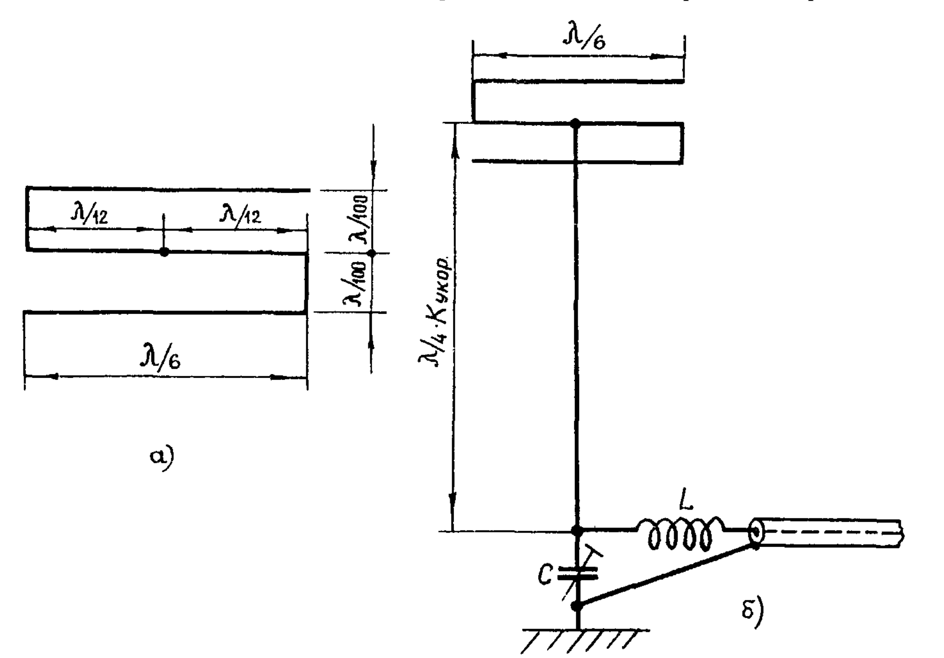


Рис. 6.144. *АНТЕННА «РОССА»*

АНТЕННА «КАРУСЕЛЬ-1»

Антенна (рис. 6.145) для работы на 160 - метровом диапазоне была предложена радиолюбителем WICER. Выполняя гамма-согласование, как показано на рисунке, антенна имеет значение КСВ не более 2 в полосе 50 кГк, что создает большие неудобства при работе. Гамм и омега-согласования выполнены из алюминиевого провода диаметром 2 - 4 мм. Медный провод применяется только для выполнения удлиняющей горизонтальной части.

Возвращаясь к системе заземления, следует сказать, что многие авторы рекомендуют закапывать в землю проводники, длиной 1/4 λ – это значительно улучшает работу антенны.

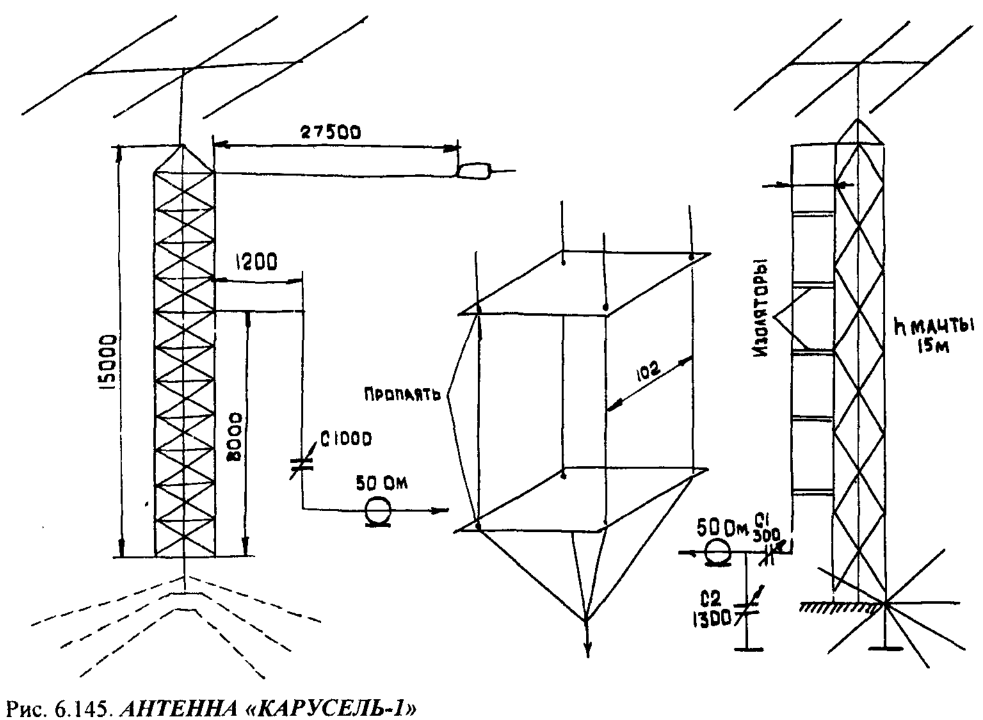


Рис. 6.145. *АНТЕННА «КАРУСЕЛЬ-1»*

АНТЕННА «КАРУСЕЛЬ –2»

Еще один из вариантов шунтового питания маты предложил М. Фегдман. Антенна предназначена для работы на 160 - метровом диапазоне и показана на рисунке (рис. 6.146).

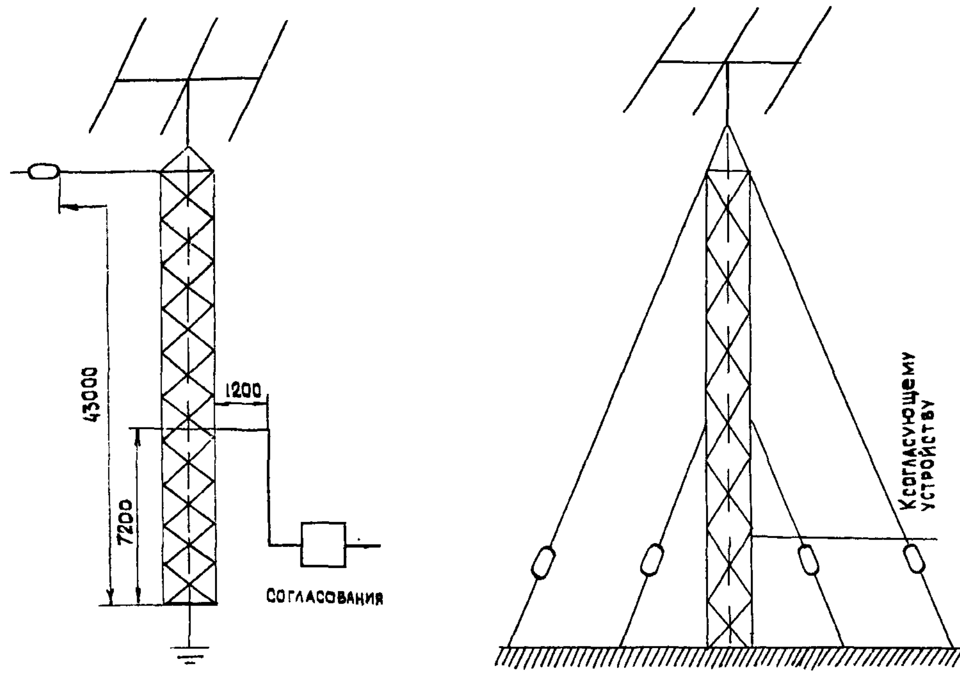


Рис. 6.146. *АНТЕННА «КАРУСЕЛЬ-2»*



АНТЕННА «КОРОЛЬ ЛИР» на 160 и 40 м

На (рис. 6.147) показана двухдиапазонная укороченная антенна с дистанционным переключением диапазонов. Причем переключаются не только отводы широкополосного согласующего трансформатора, но и подключается нагрузочная катушка индуктивности на диапазоне 160 м.

Рис. 6.147. *АНТЕННА «КОРОЛЬ ЛИР»*

Катушка индуктивности может быть изготовлена одним из следующих способов:

а) Необходимо 4 тороидальных кольца с внешним диаметром 5 см. Каждое кольцо обматывается несколькими слоями изоляционной ленты отдельно, а затем кольца складываются и еще раз обматываются вместе.

Для достижения необходимой индуктивности около 30 мкГн, необходимо намотать 22,5 витка проводом диаметром 1,6 мм.

б) Если нет необходимых колец, то можно применить бескаркасную катушку индуктивности, размеры которой будут несколько большими. Такая катушка содержит 33 витка проводом диаметром 2 мм. Диаметр катушки 65 мм, длина намотки 140 мм.

Для компенсации реактивной составляющей применен емкостный нагрузочный элемент, который выполнен в виде шести радиальных проводников (трубок), укрепленных на вершине антенны. Питание осуществляется коаксиальным кабелем 50 Ом, через согласующее устройство. Размеры элементов и схемы согласующего устройства даются на рисунке.

АНТЕННА «ВИНЧЕСТЕР» для 160 и 80 м

При изготовлении антенны для работы в диапазонах 160 и 80 м важную роль играет их согласование. Предлагаются варианты такого согласования на этих диапазонах.

Приведены различные способы согласования (рис. 6.148) для антенны высотой 30,5 м, предназначенных для работы на диапазонах 160 и 80 м.

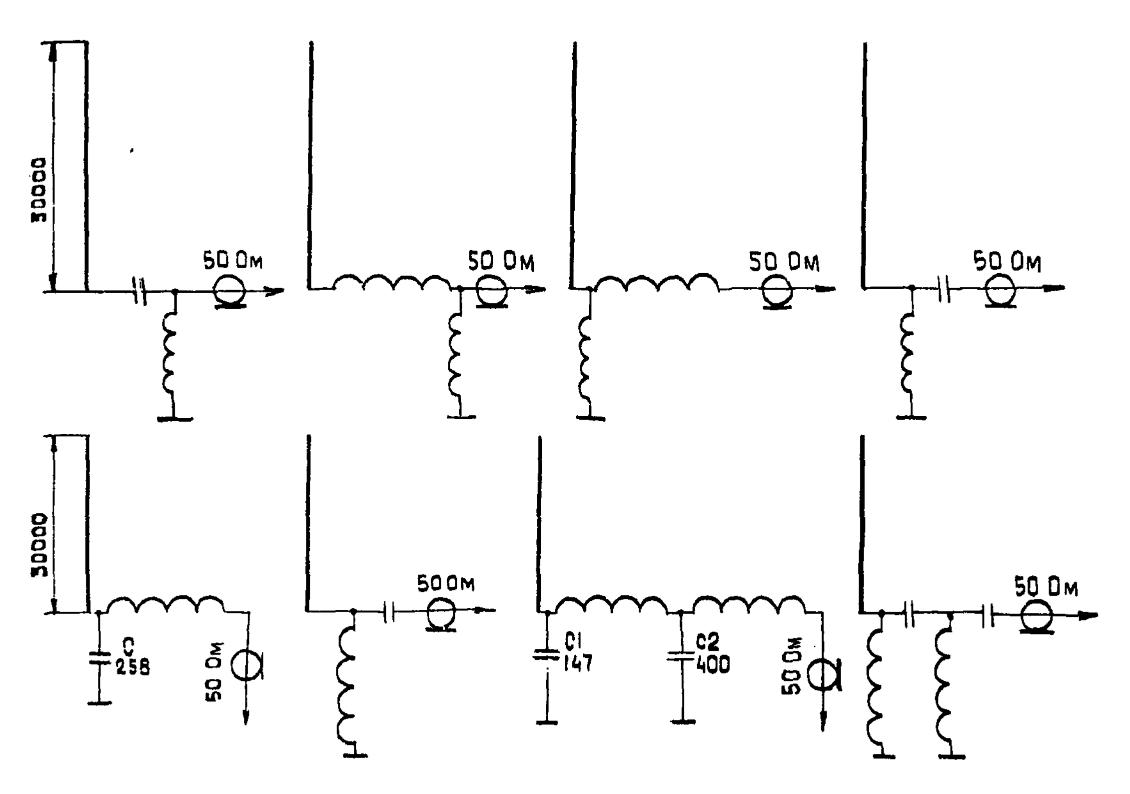


Рис. 6.148. АНТЕННА «ВИНЧЕСТЕР» для 160 и 80 м

АНТЕННА «ТИХИЙ ДОН»

Одной из распространенных антенн для работы на диапазоне 160 м является антенна, которая также относится к разделу вертикальных излучателей (рис. 6.149) и очень проста в изготовлении. Входное сопротивление равно (600 + i400) Ом, что требует применения согласующего устройства при запитке коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Система заземления может быть любой, в зависимости от условий размещения антенны.

АНТЕННА «НИАГАРСКИЙ ВОДОПАД»

Двухдиапазонный вариант INVERTEDL предложил известный американский радиолюбитель WIEB. Длина отрезка L_1 равна 1/4 λ для диапазона 80 м, а сумма отрезков L_1 и L_2 составляет электрическую длину антенны (рис. 6.150) для диапазона 160 м, равную 1/4 λ. Следует отметить, что м больше



будет вертикальная часть антенны, тем эффективнее она будет работать. Для согласования антенны с коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 500 Ом применяют катушки индуктивности L_1 и L_2. Отводы в катушках подбираются экспериментально по минимальному значению КСВ на каждом диапазоне. Эмпирические формулы для расчета длин

$$L_1(M)=\frac{71,37}{F(MГц)};\quad L_2=\frac{71,37}{F(MГц)}$$

Конденсатор C_1 имеет емкость 500 пФ, а данные катушек индуктивности приведены в таблице 6-10

ТАБЛИЦА 6-10

Катушка	Количество витков	Диаметр намотки в мм	Длина намотки в мм	Диаметр провода в мм
L_1	8	60	76	1-2
L_2	15	60	150	1-2
L_3	8	60	80	1-2

Рис. 6.149. *АНТЕННА «ТИХИЙ ДОН»*

Рис. 6.150. *АНТЕННА «НИАГАРСКИЙ ВОДОПАД»*

Наличие заземления необходимо, это могут быть не только радиальные противовесы, но и несколько штырей, забитых в землю и ли другие способы заземления, которые вам будет удобней всего использовать.

АНТЕННА «УТРО В ЛЕСУ»

Эффективная система укороченных вертикальных антенн (рис. 6.151) для диапазонов 20, 40 и 80 метров состоит из укороченного штыря для диапазона 80 м и штыря для двух диапазонов 40 и 20 м с использованием фильтра - пробки (трапа).

Настройка в резонанс и компенсация реактивных составляющих достигается с помощью катушек индуктивности, включенных в основание антенны и емкостных нагрузок, выполненных в виде 4 - 6 радиальных элементов, установленных на вершине антенны. Входное сопротивление Этих антенн 12,5 Ом., поэтому для их подключения к коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением 50 Ом необходим согласующий трансформатор 1/4. Для обеих антенн используется одна система противовесов, которая

состоит из 100 радиальных проводников длиной по 15 м. Размеры антенны приводятся на рисунке. Данные катушек индуктивности приводятся в таблице 6-11.

ТАБЛИЦА 6-11

L_1	Диаметр катушки индуктивности 6 см 12,5 витков провода ∅ 2 мм
L_2	Диаметр катушки индуктивности 6 см 5,5 витков провода ∅ 2 мм
L_3/C	Заградительный контур – 4,7 м кГц, C – 27 пФ

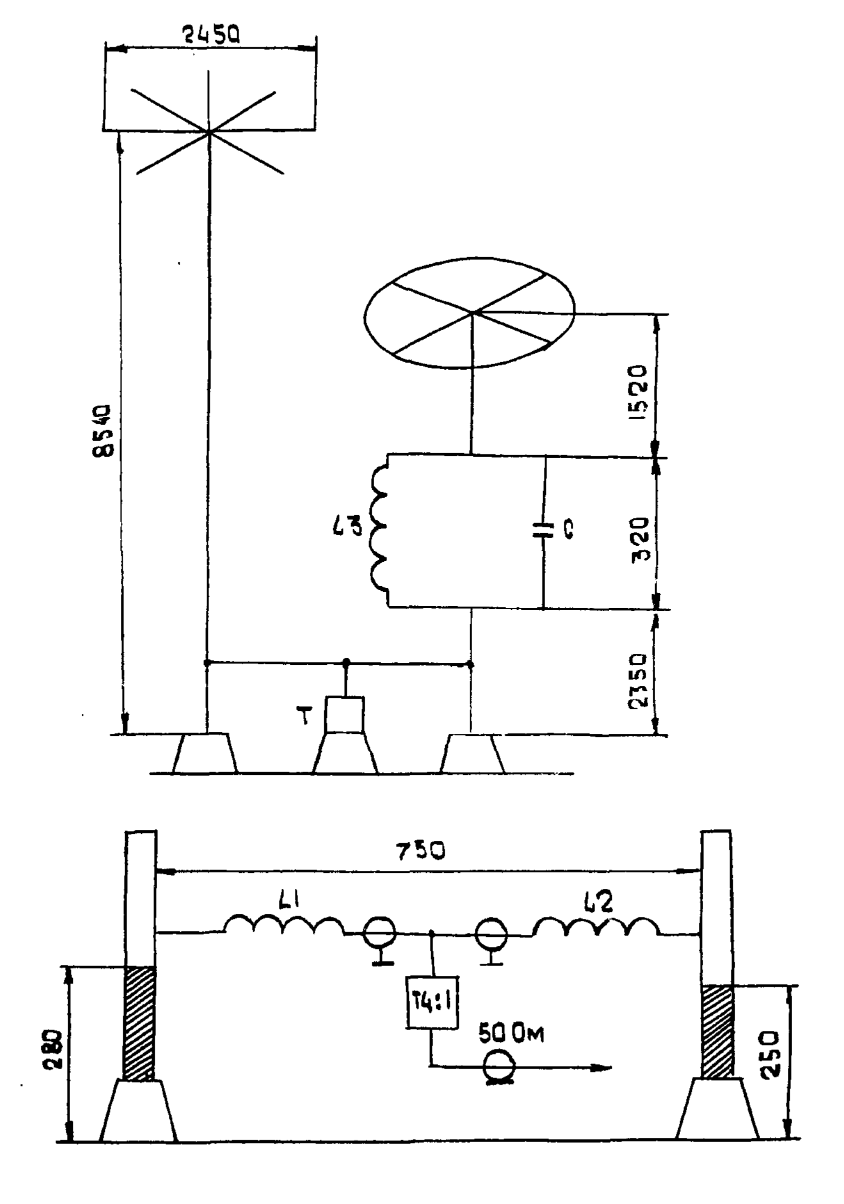


Рис. 6.151. *АНТЕННА «УТРО В ЛЕСУ»*

Настройка антенной системы производится в следующем порядке:

а) штырь 80 м – по минимуму КСВ подобрать необходимое количество витков катушки L_1;

б) Штырь 40/20 м – настройка производится изменением числа витков катушки L_2 и изменением длины вертикальных элементов.

Настройка начинается с диапазона 20 м. Катушка подключается в точке 5,5 витков и подстраивается по минимуму КСВ.

Для согласования можно увеличить число витков L_2 или уменьшить длину вертикальной секции 20 м. После чего настраивается диапазон 40 м. Для этого изменяют длину верхней секции. Если резонансная частота оказывается слишком низкой, необходимо укоротить верхнюю секцию. Укорачивать следует небольшими частями по 1-2 см. Если входное сопротивление оказывается слишком низким, то необходимо удлинить катушку секции 20 м, но при этом процедуру настройки придется повторить сначала. При желании любую из этих антенн можно устанавливать отдельно.

АНТЕННА «ЗОЛУШКА»

Автор WBJJA предложил свой вариант антенны (рис. 6.152) для работы на 160 метрах. Четыре наклонных луча длиной 15 м образуют емкостную нагрузку, увеличивая электрическую длину до 1/8. Настройка и согласование антенны сводится к подбору длин наклонных лучей по минимальному КСВ на резонансной частоте. Полоса пропускания антенны 20-30 кГц. Противовесы имеют длину, равную 1/4 λ.

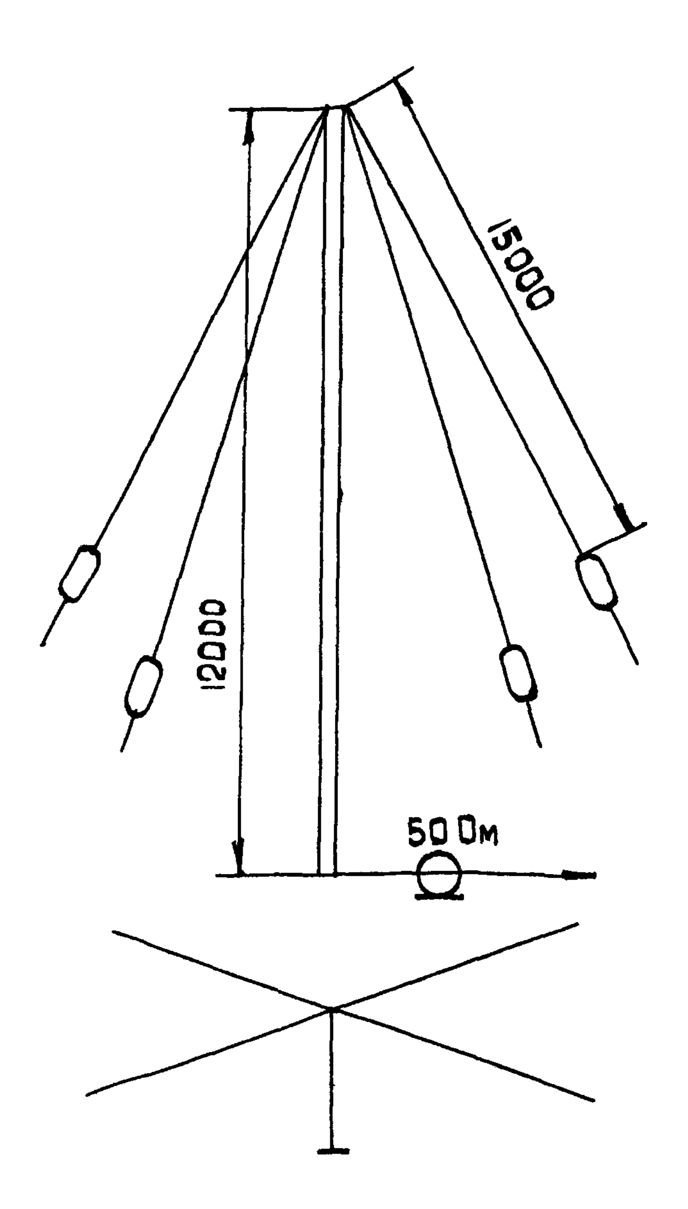


Рис. 6.152. *АНТЕННА «ЗОЛУШКА»*

АНТЕННА «КОЛХИДА»

Антенна, показанная на рисунке 6.153, является разновидностью двухпроводникового вертикального излучателя с несимметричным питанием и напоминает своей формой букву «Т». Антенна работает на диапазонах 160 и 80 м. Двухпроводный фидер длиной 16 м должен идти вертикально, поскольку на диапазонах 160 м излучает именно он. На диапазоне 80 м излучает горизонтальная часть антенны, а вертикальная часть служит в качестве четвертьволнового трансформатора, согласуя высокое входное сопро-

тивление антенны (около 6000 Ом) с волновым сопротивлением кабеля. Наличие системы заземления обязательно.

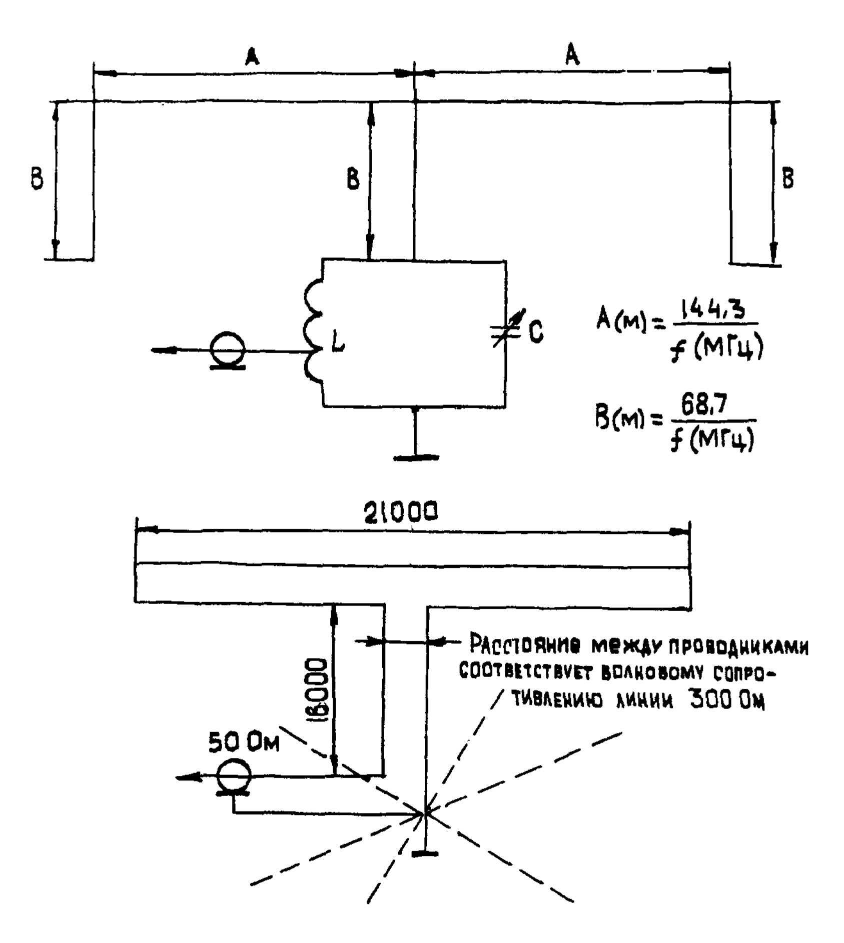


Рис. 6.153. *АНТЕННА «КОЛХИДА»*

АНТЕННА «ФУГИ БАХА» для 160, 80, 40 м

Эффективная антенна (рис. 6.154) для НЧ диапазонов. В качестве элемента, увеличивающего электрическую длину антенны на диапазоне 160 м, используется удлиняющая согласующая линия, а на остальных диапазонах – согласующее устройство. Электрическая длина антенны на 160 м – 1/4 λ , на 80 м – 3/8 λ, на 40 м – 5/8 λ.

Антенна требует хорошего заземления. С помощью антенны получены уникальные связи.

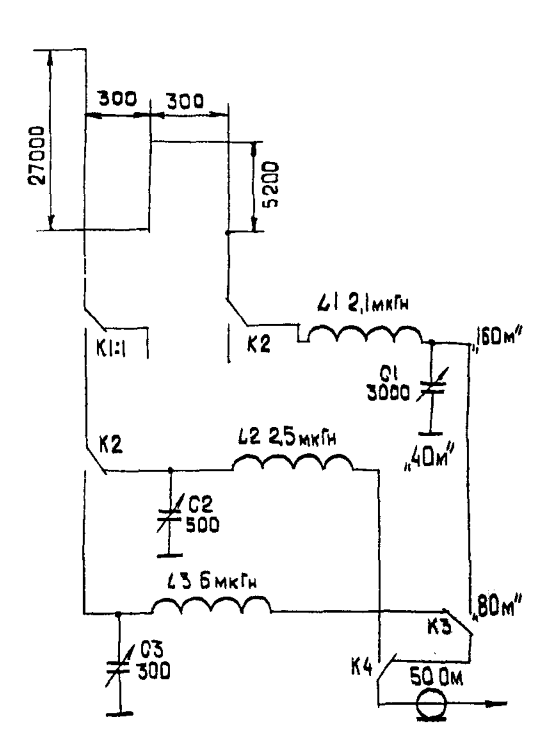


Рис. 6.154. *АНТЕННА «ФУГИ БАХА» для 160, 80, 40 м*

АНТЕННА «ЗАКОЛДОВАННЫЙ ПРИНЦ»

В этом варианте (рис. 6.155) отсутствует удлиняющее устройство, поэтому ее характеристика ниже антенны «Фуги Баха». Входное сопротивление антенны 50 Ом. Система заземления такая же.

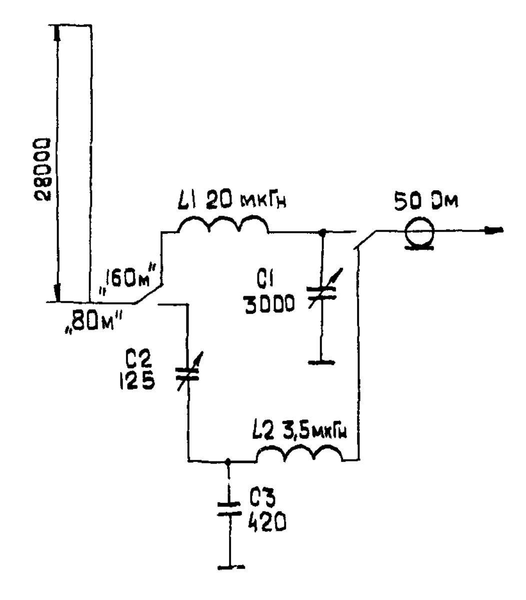


Рис. 6.155. *АНТЕННА «ЗАКОЛДОВАННЫЙ ПРИНЦ»*

СИСТЕМА ФАЗИРОВАНИЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Как известно формула определяющая входное сопротивление антенны может быть записана как

$Z_{вх} = R_{вх} + X_{вх}$

где R – активная часть входного сопротивления, X – реактивная часть, $R_{вх} = R_{изл} + R_{п}$

т.е. активная часть входного сопротивления антенны равна сумме сопротивлений излучения $R_{изл}$ и сопротивления потерь $R_{п}$. Последнее, напомним, зависит от окружающих предметов, качества «искусственной земли» или проводимости земли.

Наличие $X_{вх}$ создает сдвиг фаз между входным напряжением и током. Если $X_{вх}$ имеет отрицательную величину то имеет емкостный характер, если $X_{вк}$ – положительно, то индуктивный т.е. входной ток отстает по фазе от входного напряжения. При конструировании излучат елей, будем подразумевать сдвиг фаз входных токов. Полезно запомнить формулу, устанавливающую связь между электрической длиной линией и градусами:

$l° = L(\lambda)360°$

где λ - длина волны
$l°$ - длина волны в градусах
$L(\lambda)$ – длина волны в λ

Можно записать:

$$L(\lambda) = \frac{l_0}{360°}$$

Для формирования диаграмм направленности применяют системы вертикальных излучателей. Диаграмма направленности системы определяется расстоянием между элементами и фазовоамплитудным

распределением токов между излучателями (мы будем иметь ввиду случай непосредственного возбуждения каждого излучателя отдельных линий питания).

Направленные системы с активным питанием излучателей очень популярны на НЧ диапазонах, где влияние земли делает невозможным амплитудно-фазовое распределение токов в антеннах с пассивными элементами.

Одиночные вертикальные излучатели не обладают какой-либо направленностью в горизонтальной плоскости, Для формирования диаграмм направленности с ярко выраженными максимумами и минимумами применяют системы вертикальных излучателей. Диаграмма направленности системы определяется расстоянием между элементами и фазово-амплитудным расстоянием токов между ними. В данном разделе мы рассмотрим системы, где амплитудно-фазовое распределение токов между излучателями достигается непосредственным возбуждением каждого излучателя отдельной линией питания.

Направленные антенны с активным питанием излучателей особенно популярны на низкочастотных диапазонах, где близость земли, как правило, делает невозможным необходимое амплитудно-фазовое распределение токов в антеннах с пассивными элементами.

Существует распространенная ошибка при конструировании антенн с активным возбуждением элементов. Очень часто полагают, что разность электрических длин линий питания автоматически создает эквивалентную разность фаз. Это верно лишь в том случае, если линии питания нагружены чисто активно. Наличие реактивной составляющей в нагрузке создает дополнительный сдвиг фаз, который зачастую не учитывается, А между тем существует взаимное влияние между элементами антенны, которое ведет к изменению как реактивной, так и активной составляющих импедансов отдельных элементов. Характер этих изменений отражает взаимное сопротивление между элементами антенной системы. В таблице 6-12 приводится взаимное сопротивление вертикалов над «идеальной землей» для расстояния от 0 до 1 λ.

ТАБЛИЦА 6-12

Расстояние (λ)	Взаимное сопротивление (Ом)
0,00	36,3+I 21,3
0,05	35,8+I 12,1
0,10	33,7+I 3,8
0,15	30,2+I 3,6
0,20	25,7+I 9,6
0,25	20,4-I 14,2
0,30	14,6- I 17,2
0,35	8,7- I 18,7
0,40	3,1-I 18,7
0,45	- 2,0 – I 17,4
0,50	- 6,3 – I 15,0
0,55	- 9,5 – I 11,7
0,60	-11,7 – I 7,9
0,65	- 12,6 – I 4,0
0,70	- 12,4 – I 0,1
0,75	- 11,3 + I 3,3
0,80	-9,3 + I 6,1
0,85	- 6,7 + I 8,2
0,90	- 3,8 +I 9,3
0,95	- 0,8 + I 9,5
1,00	+ 2,0 + I 8,9

Зная взаимное сопротивление и разность фаз между токами в элементах, можно рассчитать вносимое сопротивление, а затем, уже и входное сопротивление каждого элемента. Подробно с этими расчетами можно ознакомиться в работах американского радиолюбителя Герке, K2BT.

В некоторых случаях рассчитанные входные сопротивления излучателей имеют отрицательную активную часть входного сопротивления. Это возможно только в системе из нескольких излучателей и только в случае непосредственного возбуждения каждого излучателя индивидуальной линией питания. Отрицательная активная часть входного сопротивления элемента антенной системы означает, что данный элемент поглощает энергию излучения других элементов системы и возвращает ее в свою линию питания.

Рассмотрим один часто встречающийся случай: 2 вертикала высотой λ/4 на расстоянии λ/4 со сдвигом фаз 90°, над «идеальной землей». Каждый из элементов сам по себе имел бы входное сопротивление 36,4 Ом.

Вносимое сопротивление для данного случая $Z_{вх}$ = 15 - 15 Ом и входное сопротивление элементов работающих в системе равно:

$Z_{вх\,1}$ = 21,4 - j 15 Ом для элемента с фазой 0°;
$Z_{вх\,2}$ = 51,4 + j 15 Ом для элемента с фазой – 90°.

Этот значительный разбаланс импдансов очень осложняет ситуацию. Совершенно очевидно, что питание данной системы двумя коаксиальными линиями $Z_{вх}$ =50 Ом с электрической разностью длин λ/4 не приведет к успеху. Делитель мощности Вилкинсона здесь также совершенно неприменим. Существует несколько методов, способствующих разрешению данной проблемы. Один из них предложил упоминавшийся ранее Герке, К2ВТ.

Суть метода состоит в следующем: излучатели питаются линиями произвольной (но точно известной) длины. С учетом трансформирующих свойств этих линий пересчитываются импедансы излучателей и получающийся фазовый сдвиг токов на противоположных концах линий. Исходя из этих данных синтезируется согласующее устройство из элементов с сосредоточенными параметрами, которое обеспечивает дополнительный фазовый сдвиг, амплитудное распределение токов и согласование с линией передачи.

На рис. (6.156) в качестве примера приведен метод Герке для случая четвертьволновых вертикалов на расстоянии λ/4 со сдвигом фаз 90°.

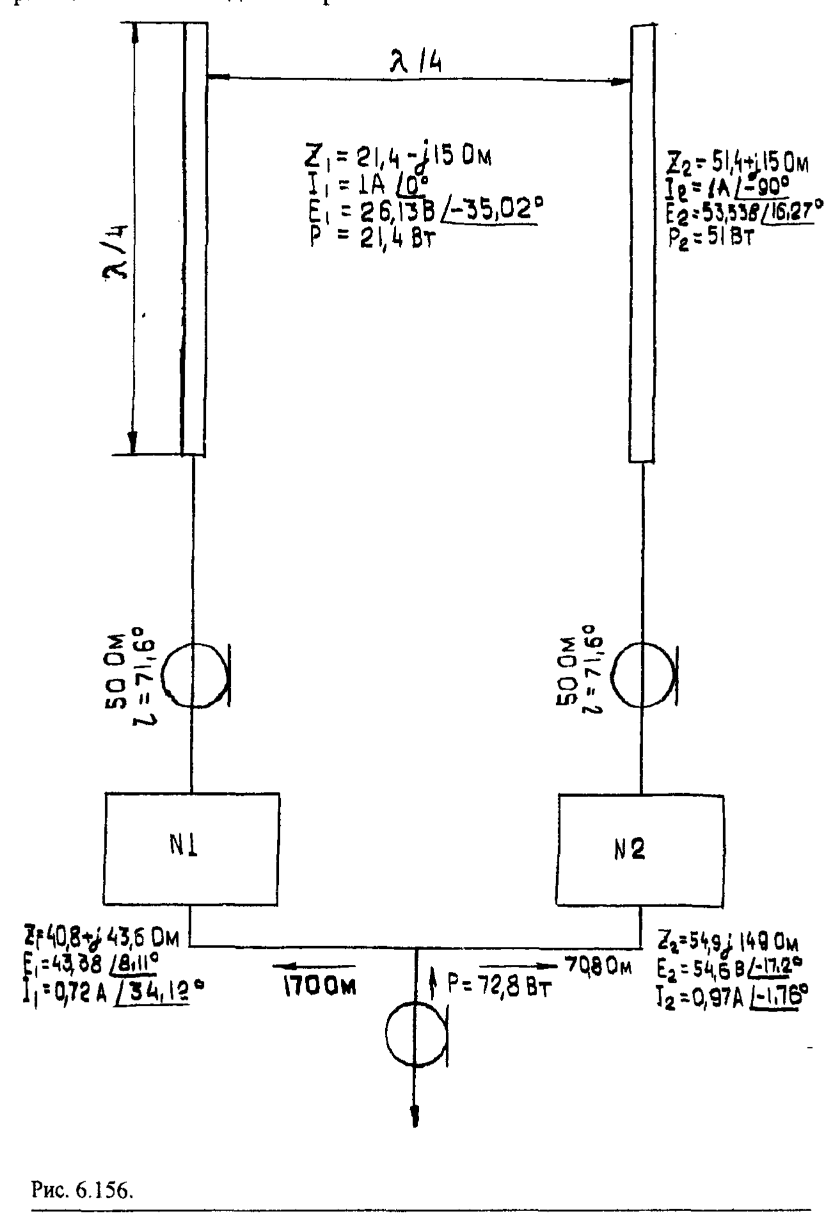


Рис. 6.156.

Кристмэн предложил свой принципиально отличный метод амплитудно-фазового распределения токов между элементами антенны. Кристмэн исходит из того, что соответственное амплитудно-фазовое распределение токов уже существует. Он просчитывает напряжение вдоль линий питания и находит точки максимального совпадения напряжений. В этих точках линии соединяются параллельно. Так как импеданс линий в этой точке соединения может иметь значительную реактивную составляющую, необходимо согласующее устройство с общей линией питания.

Для нашего случая двух четвертьволновых вертикалов на расстоянии λ/4 со сдвигом фаз 90°, запитанных 50 Ом линиями питания током 1А. Кристмэн обнаружил напряжение U_1 = 48,21+j 87,34 В точке 0,2333 λ от элемента с фазой 0°.
U = 48,64 + j 87,53В в точке 0,4472 λ от второго элемента с фазой – 90°. Отметим, что электрическая разность линий 0,214 λ, а отнюдь не 0,25 λ. Суммарный импеданс линий в точке соединения
Z = 26,9 + j 12,1 Ом. Этот вариант и четыре способа согласования для диапазона 80 м приведены на рис. 6.157.

Основой для своего метода амплитудно-фазового распределения токов Коллинз W1FC выбрал очень специфическое свойство четвертьволновой питающей линии: амплитуда входного тока четвертьволновой линии равна выходному напряжению, деленному на характеристическое сопротивление линии, и не зависит от сопротивления нагрузки. Фаза входного тока при этом опережает другие цепи для амплиту...

фазового распределения напряжений. Для соответствующего сдвига фаз напряжений можно использовать цепь (рис. 6.158).

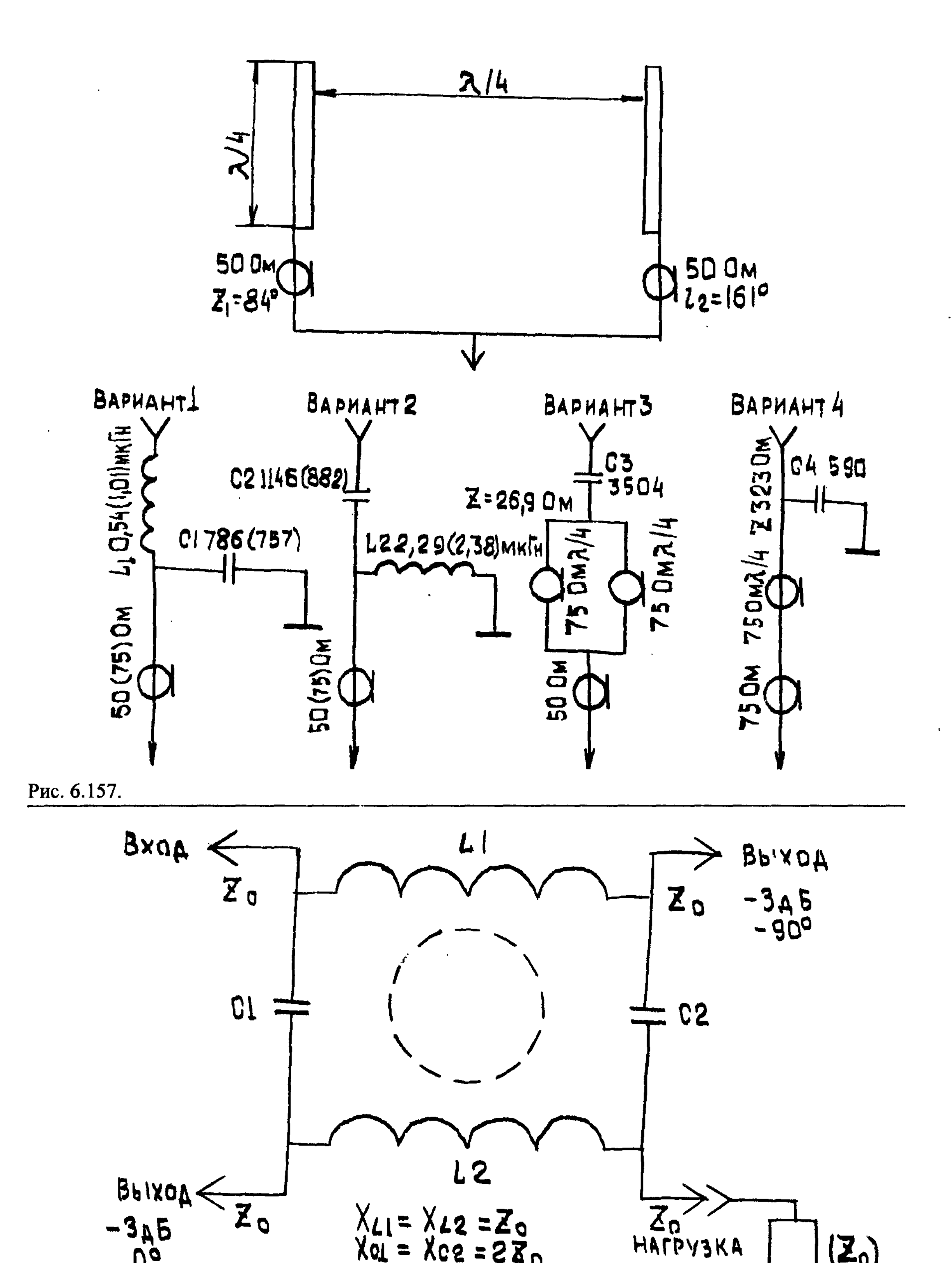


Рис. 6.157.

Рис. 6.158.

Основываясь на этих данных, различными авторами были созданы практические конструкции фазированных вертикалов. Эти конструкции учитывают взаимное влияние излучателей. Следует подчеркнуть, что высота вертикалов для ниже приведенных конструкций должна быть в пределах 0,2 – 0,3 λ. Идеаль-



ный случай, когда вертикалы резонируют на рабочей частоте без применения удлиняющих или укорачивающих устройств.

1. Два вертикала высотой λ/4 на расстоянии λ/4 со сдвигом фаз 90°.

Данная система обладает усилением 3 дБ по отношению к одиночному вертикалу.

Для элемента с фазой 0° $Z_{вх}$ = 21,4 - 15 Ом. Для элементов с фазой – 90° $Z_{вх}$ = 51,4 + 15 Ом.

На рис. 6.159 изображена диаграмма направленности системы.

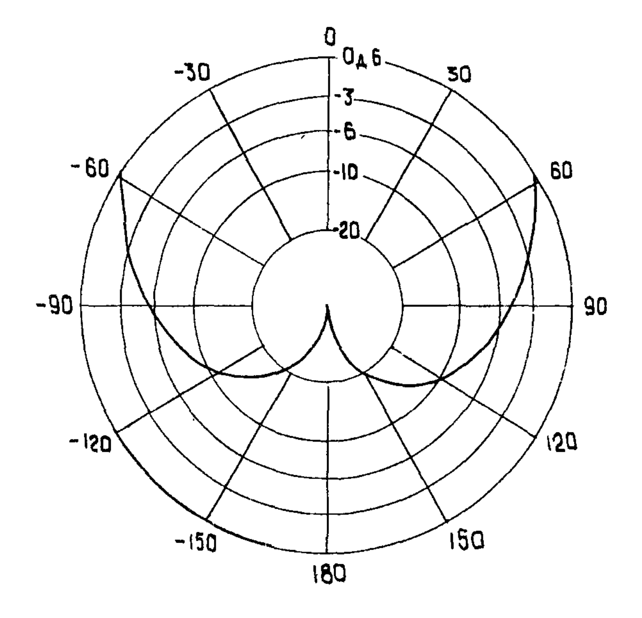
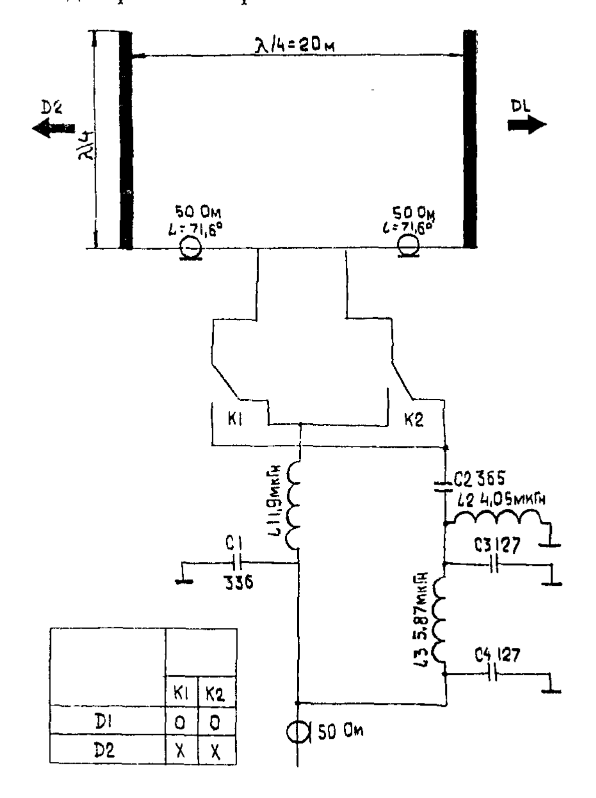


Рис. 6.159.

Рис. 6.160 демонстрирует метод Герке. Данные *L* и *C* рассчитаны для диапазона 80 м. Переключением реле осуществляется изменение диаграммы направленности на 180°.

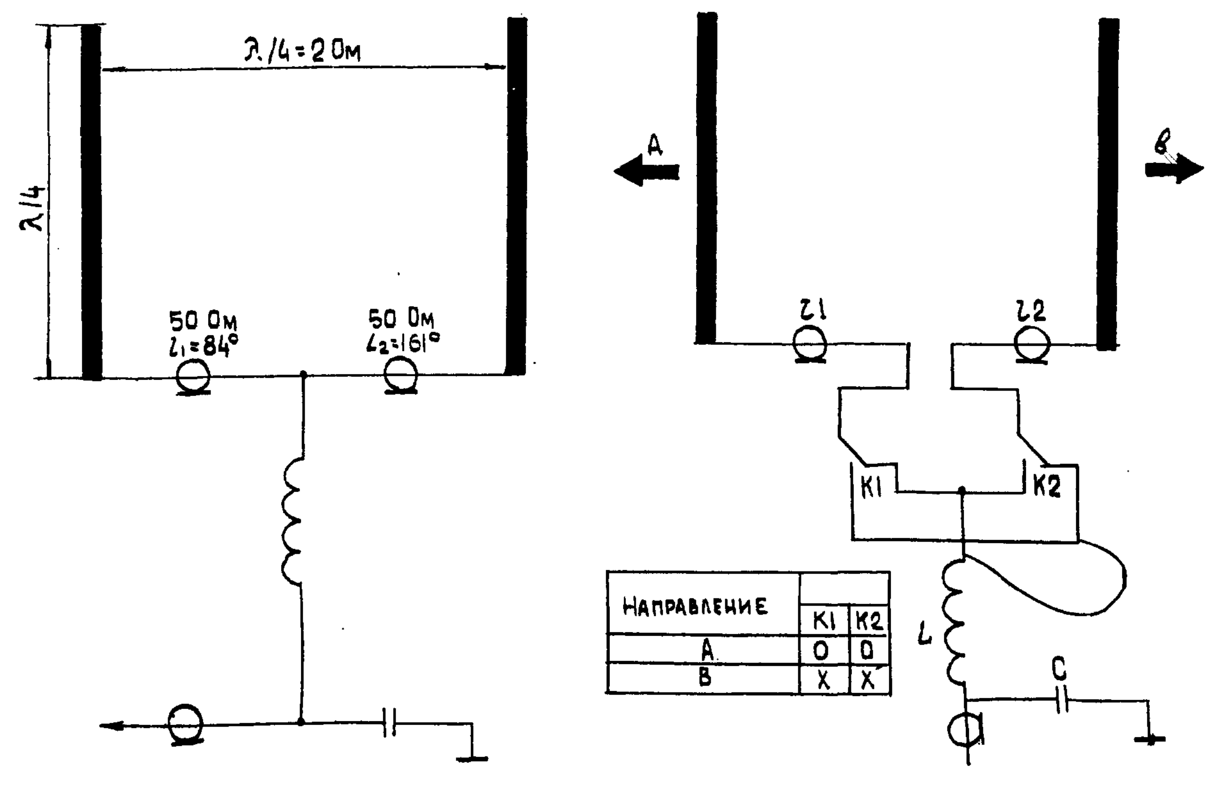


	K1	K2
D1	0	0
D2	X	X

Рис. 6.160.

Практическая реализация метода Кристмэна показана на рис. 6.161 и 6.162. Еще раз отметим, что электрическая разность длин питающих линий равна 73° . Или 0,214 λ. Приведенные *E* и *C* согласуют систему в диапазоне 80 м. Рис. 6.163 иллюстрирует комбинированный метод токораспределения для данной

системы. Для согласования со стандартной линией питания требуется дополнительная *LC* цепь. Направление излучения переключается с помощью реле.



Направление	K1	K2
A	O	O
B	X	X

Рис. 6.161.

Рис. 6.162.

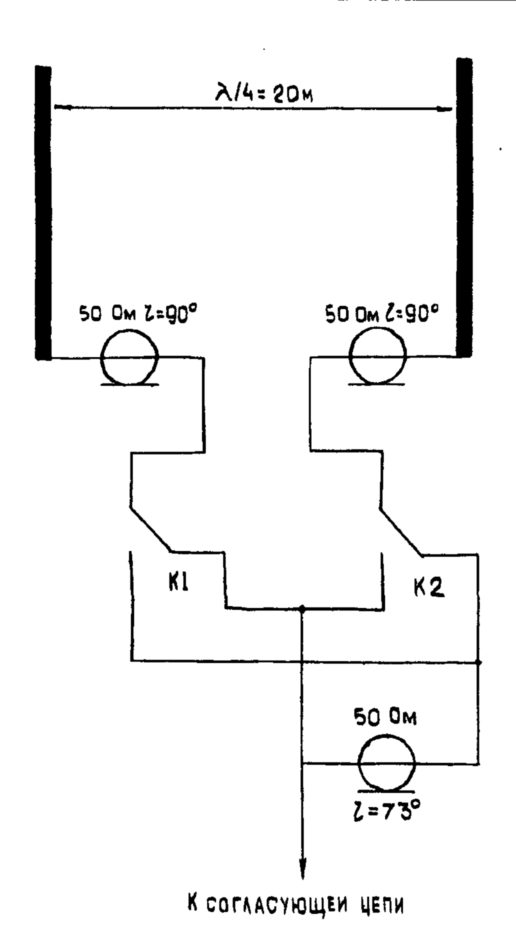


Рис. 6.163.

На рис. 6.164 изображена антенная система, реализованная по методу Коллинза. Система позволяет помимо противоположных направлений А и В реализовать и двухнаправленную диаграмму в перпендикулярных направлениях с усилением 0,9 дБ при подавлении боковых лепестков на 3 дБ. Данная диаграмма реализуется посредством включения обеих линий питания параллельно. Входное сопротивление излучателей в этом случае равно 51,4 - 14 Ом. На концах четвертьволновых линий это сопротивление трансформируется в 44,8 + 13,1 Ом. При включении линий параллельно, импеданс составляет 22,4 + 6,54 Ом, поэтому требуется дополнительная цепь согласования. Данные *L C* на рисунке справедливы для диапазона 80 м.

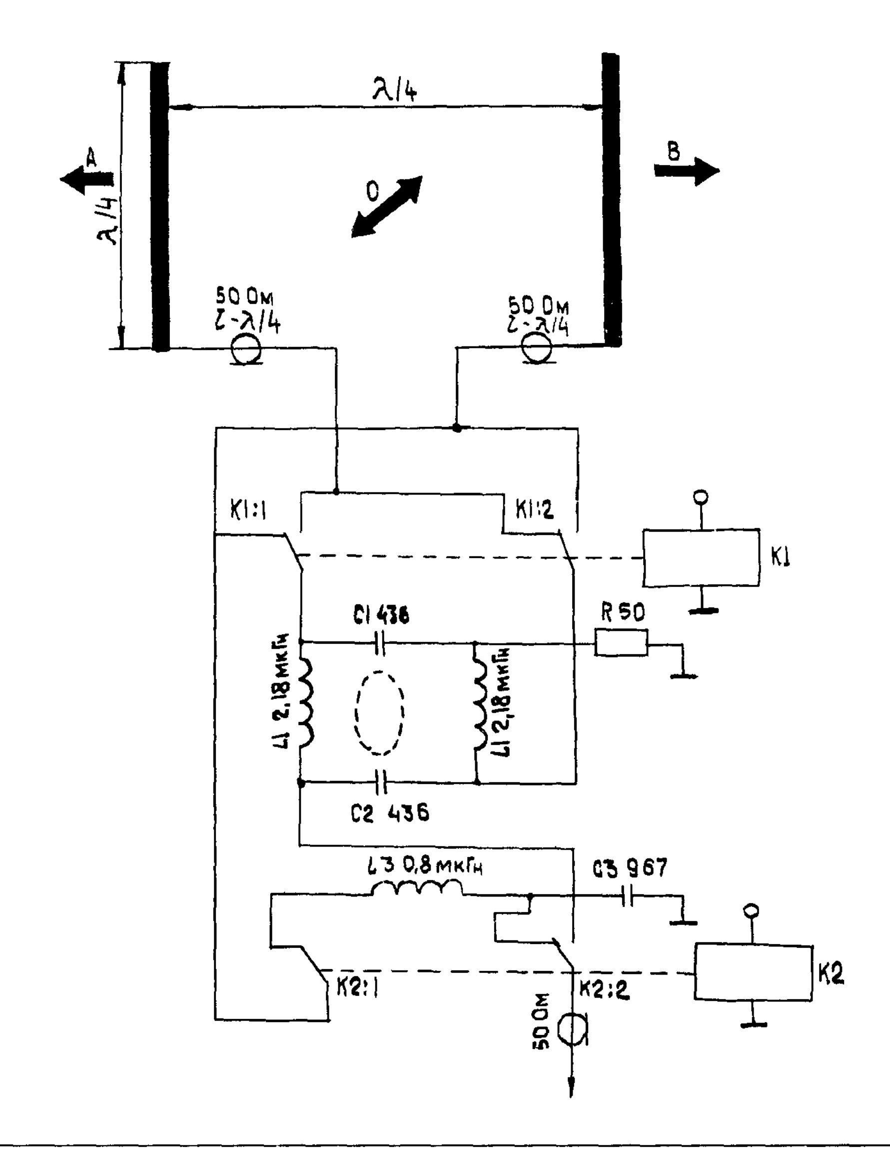


Рис. 6.164.

2. Два вертикала высотой λ/4 на расстоянии λ/8 с разностью фаз 135°. Данная система обладает усилением 4,4 дБ.

(Взаимное сопротивление для данного случая $Z_{вз}$= 30 - j 3 Ом. Для излучателя с фазой 0°. Входное сопротивление равно (13,1 - j 19,10) Ом. Для излучателя с фазой – 135°. Входное сопротивление равно 17,3 + 23,3) Ом.

Рис. 6.165 демонстрирует метод W7EL для данного случая, *L* и *C* даны для диапазона 80 м.

Метод Кристмэна рис. 6.166 позволяет обойтись без элементов с сосредоточенными параметрами, т.к. в точке соединения линий суммарный импеданс составляет 47,1 + j 1 Ом, что дает возможность применить непосредственно 50-омную коаксиальную линию.

3. Два синфазных четвертьволновых вертикала на расстоянии λ/2. Усиление данной системы около 4 дБ по отношению к одиночному вертикалу.

Взаимное сопротивление

$Z_{вз}$ = - 9 – J_{13} Ом.

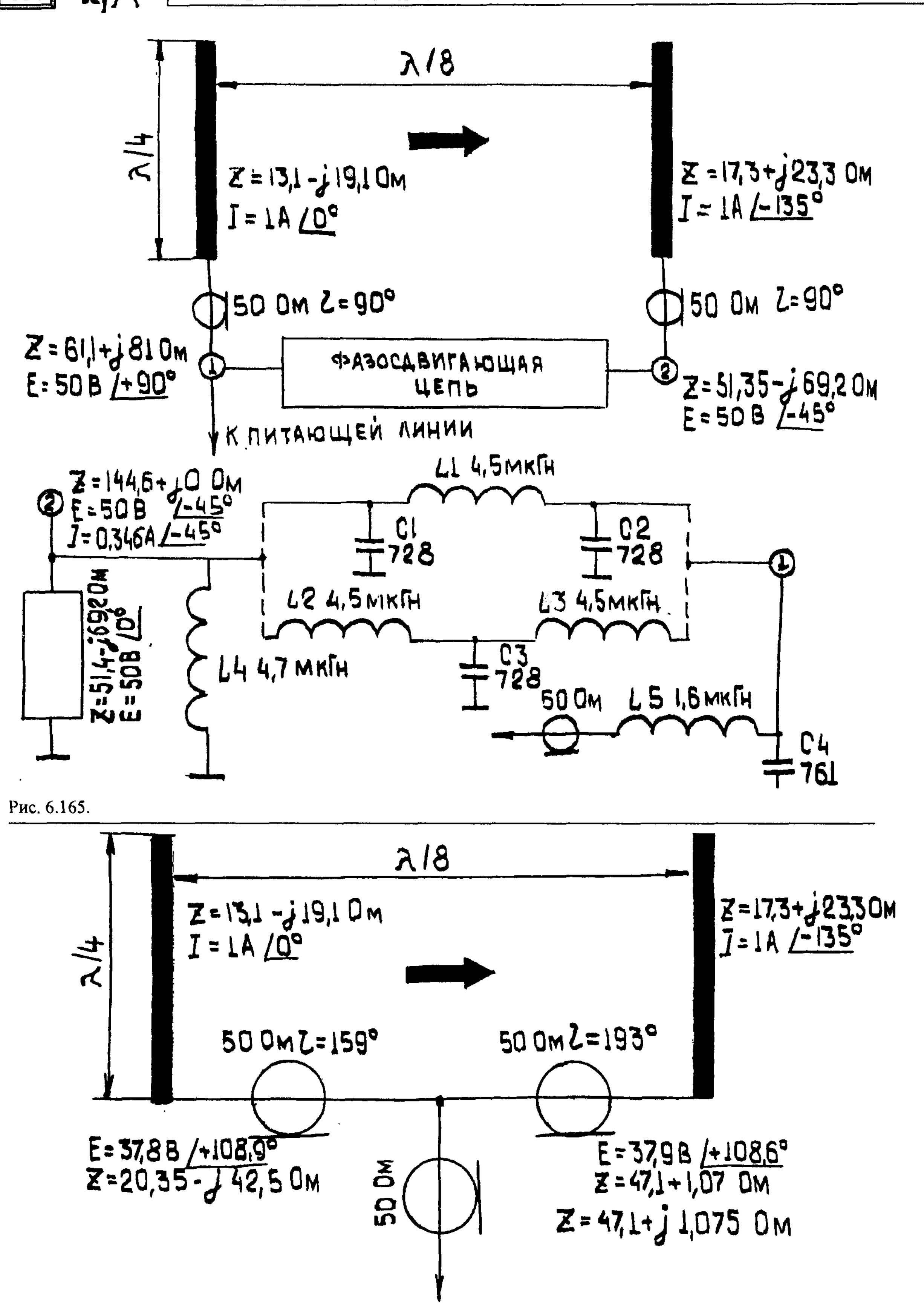


Рис. 6.165.

Рис. 6.166.

Реализацию системы и четыре метода согласования можно увидеть на рис. 6.167. Значения величин L и C указаны для диапазона 80 м.

Рис. 6.167.

В случае, если излучатели отличаются друг от друга (высотой, диаметром и т.д.), лучше применить вариант, приведенный на рис. 6.168. В этом случае излучатели питаются линиями одинаковой длины, кратной нечетному числу четвертей λ. Величины *L* и *C* даны для диапазона 80 м.

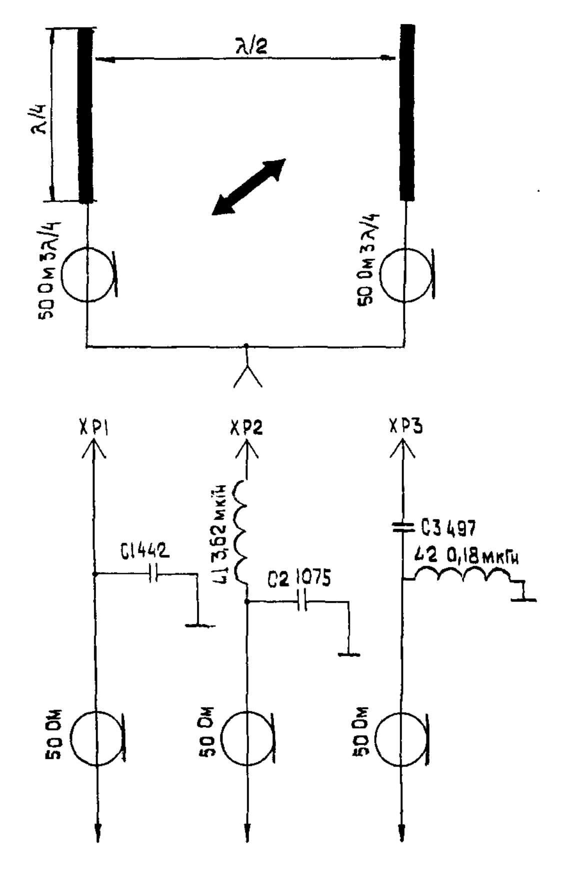


Рис. 6.168.

4. Усиление антенны около 4 дБ, взаимное сопротивление $Z_{вз}$ = - 9 – j 13 Ом, входное сопротивление излучателей $Z_{вз}$ = - 45,4+ j 13 Ом.

Данная антенна представлена на рис. 6.169. Здесь же приведены 4 варианта согласования для диапазона 80 м.

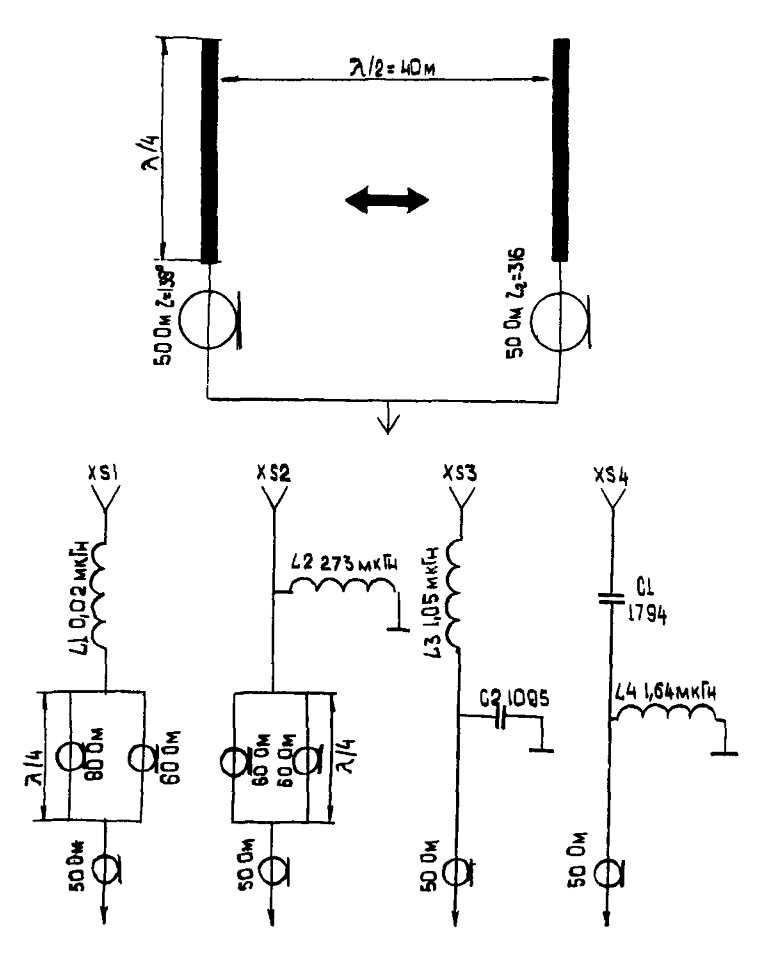


Рис. 6.169.

В случае различия вертикалов рекомендуется вариант на рис. 6.170. Величины *L* и *C* приведены для диапазона 80 м.

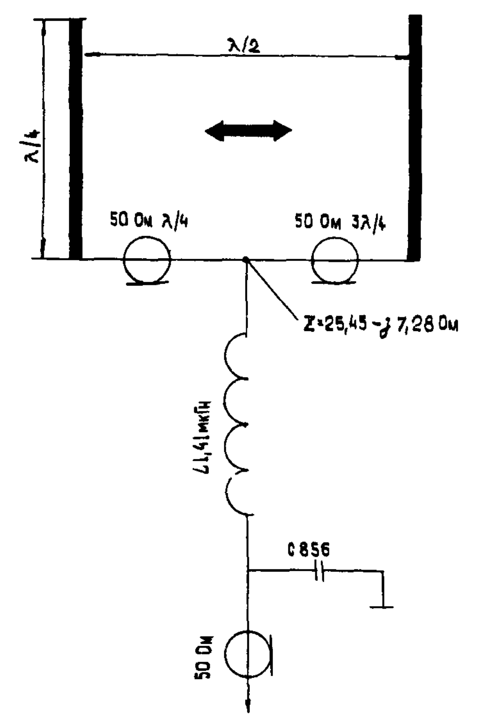


Рис. 6.170.




Комбинируя данный вариант с вариантом синфазных вертикалов получаем две взаимно перпендикулярные диаграммы направленности рис. 6.171. Значения величин *L* и *C* даны для диапазона 80 м.

5. Три четвертьволновых вертикала на одной линии на расстоянии λ/4 друг от друга.

Сдвиг фаз между соседними элементами 90°. Усиление антенны – 5 дБ. По отношению к одиночному вертикалу. На рис. 6.172 приведены распределение токов между излучателями и диаграмма направленности антенны.

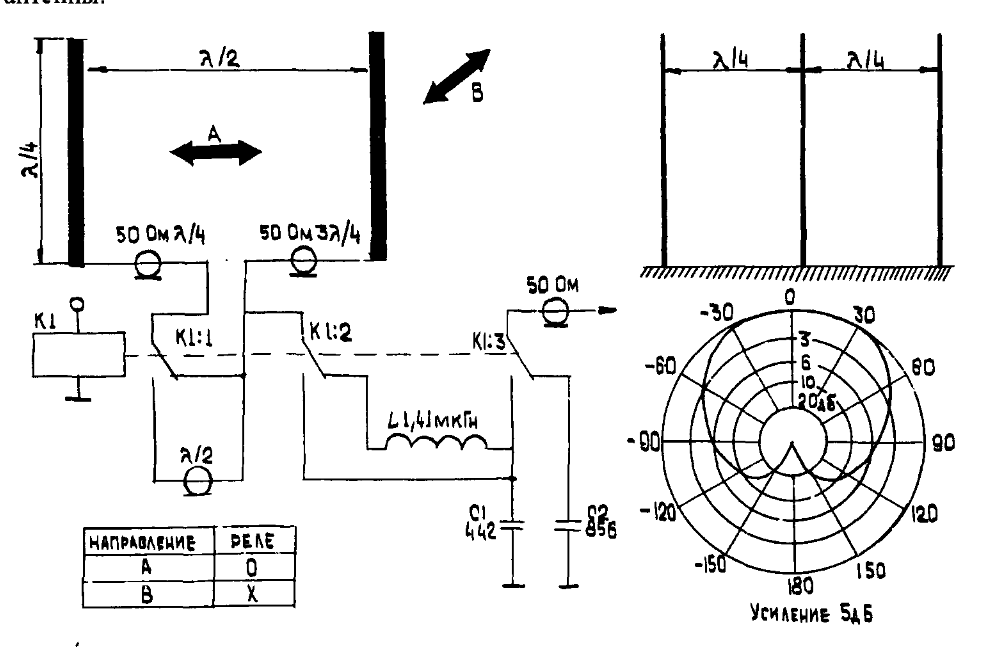


Рис. 6.171. Рис. 6.172

Взаимное сопротивление между соседними излучателями равно 15 -15 Ом. Взаимное сопротивлеиие между крайними элементами равно 9 - j 13 Ом. С учетом этого входные сопротивления элементов равны

Элемента с фазой 0° $Z_{вх}$ = 15,4 - j 17 Ом
Элемента с фазой – 90° $Z_{вх}$ = 36,2 + j 0 Ом
Элемента с фазой 180° $Z_{вх}$ = 75,4 + j 43 Ом

Рис. 6.173 демонстрирует метод Кристмэна для данной антенной системы. С помощью реле диаграмма направленности переключается на 180°. Значения *L* и *C* справедливы для диапазона 80 м.

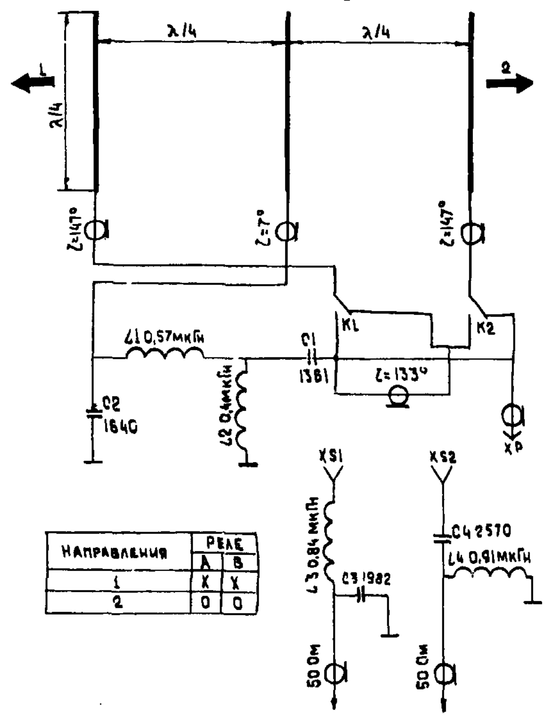


Рис. 6.173.

Метод Герке продемонстрирован на рис. 6.174. Это однонаправленный вариант антенны. Как и ранее, значения *L* и *C* рассчитаны на диапазон 80 м.

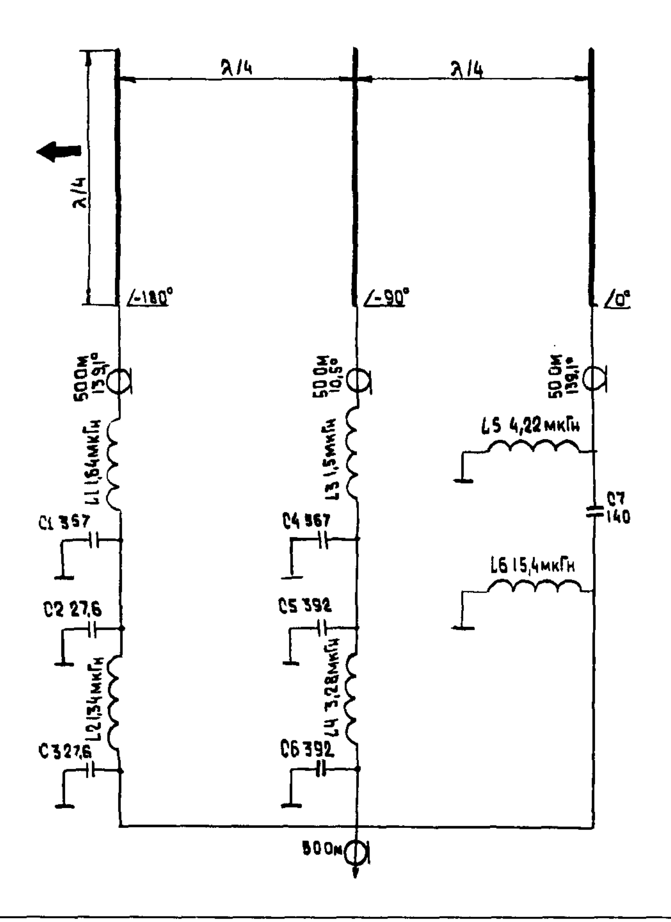


Рис. 6.174.

Метод Коллинза изображен на рис. 6.175 катушки намотаны на ферритовом колце с малой начальной магнитной проницаемостью ВЧ-20, ВЧ-50 и др. Типоразмер выбирают исходя из мощности передатчика.

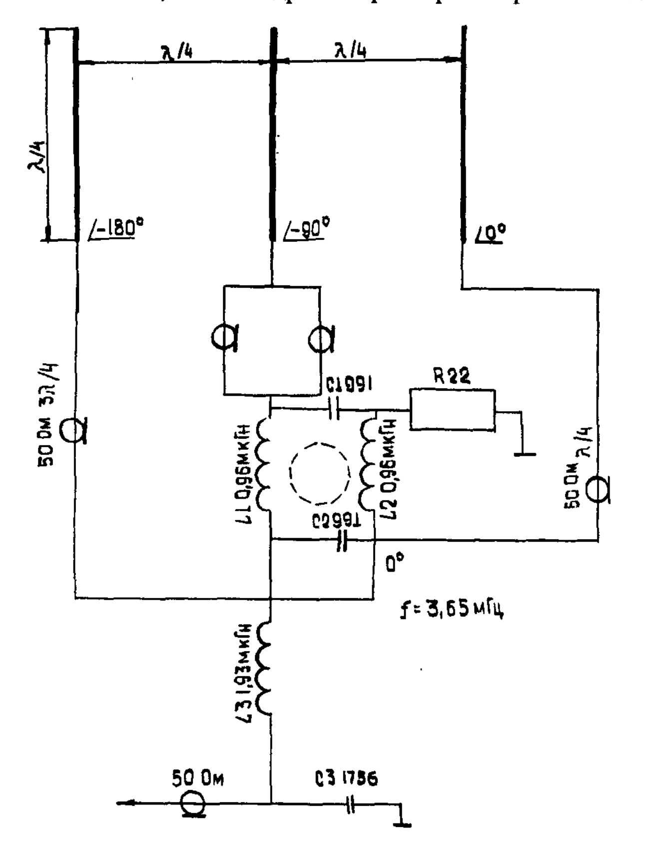


Рис. 6.175.

Запитка антенны по методу W7EL приведена на рис. 6.176.
Для диапазона 80 м $L_{1,2,3}$ =0,75 мкГ, $C_{1,2,3}$ = 2526 пФ.

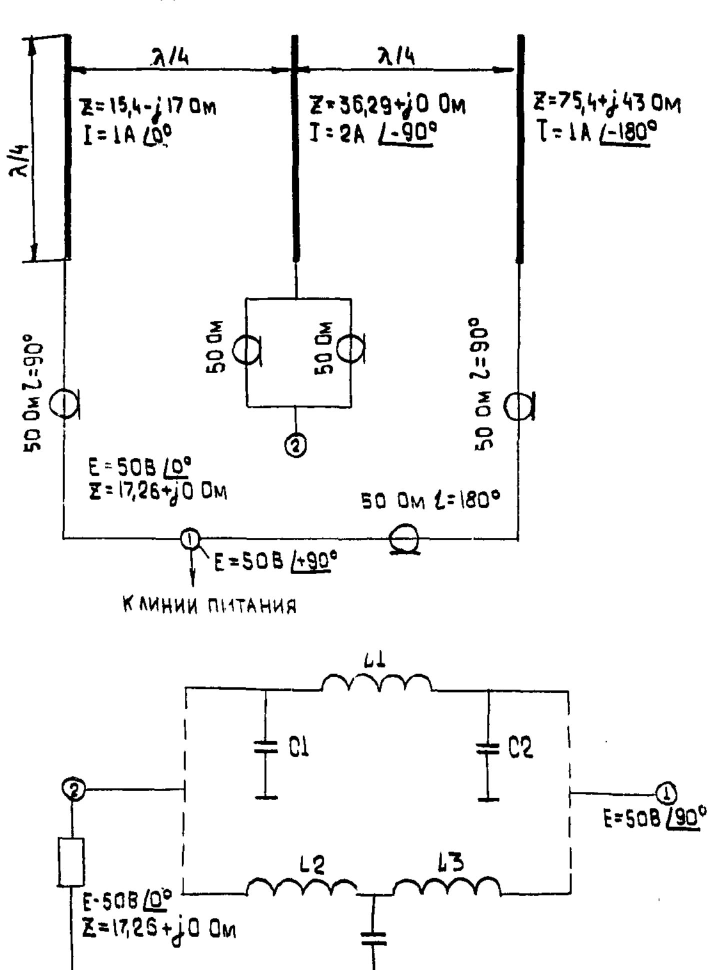


Рис. 6.176.

6. Четыре вертикала высотой λ/4 в углах квадрата со стороной λ/4 и сдвигом фаз 90°
Схема расположения элементов и диаграмма направленности изображена на рис. 6.177.

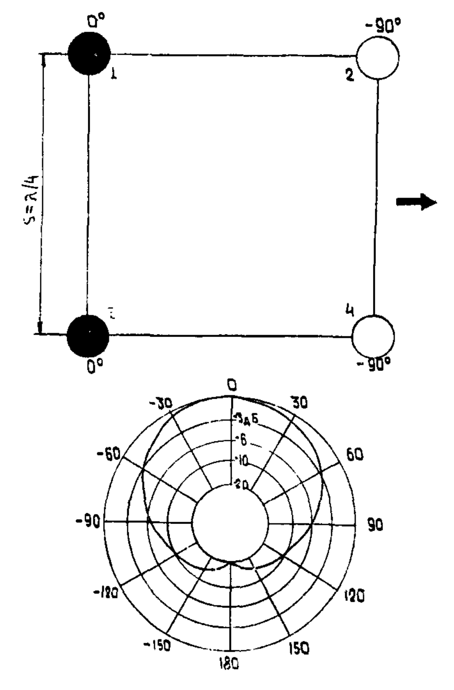


Рис. 6.177.

Усиление антенны 7 дБ по отношению к одиночному вертикалу

Амплитуды токов равны для всех излучателей. Взаимное сопротивление для элементов с фазой 0°. $Z_{вх}$=15 – j 15 Ом, для элементов с фазой - 90°. $Z_{вх}$ = 3 – j 17,5 Ом. Входное сопротивление для элементов с фазой 0°. $Z_{вх}$ = 18,9 – j 33 Ом, для элементов с фазой - 90°. $Z_{вх}$ = 83,9+ j 3 Ом.

Модифицированный вариант запитки по методу Кристмэна и Герке приведен на рис. 6.178. Данные реактивностей приводятся для диапазона 80 м.

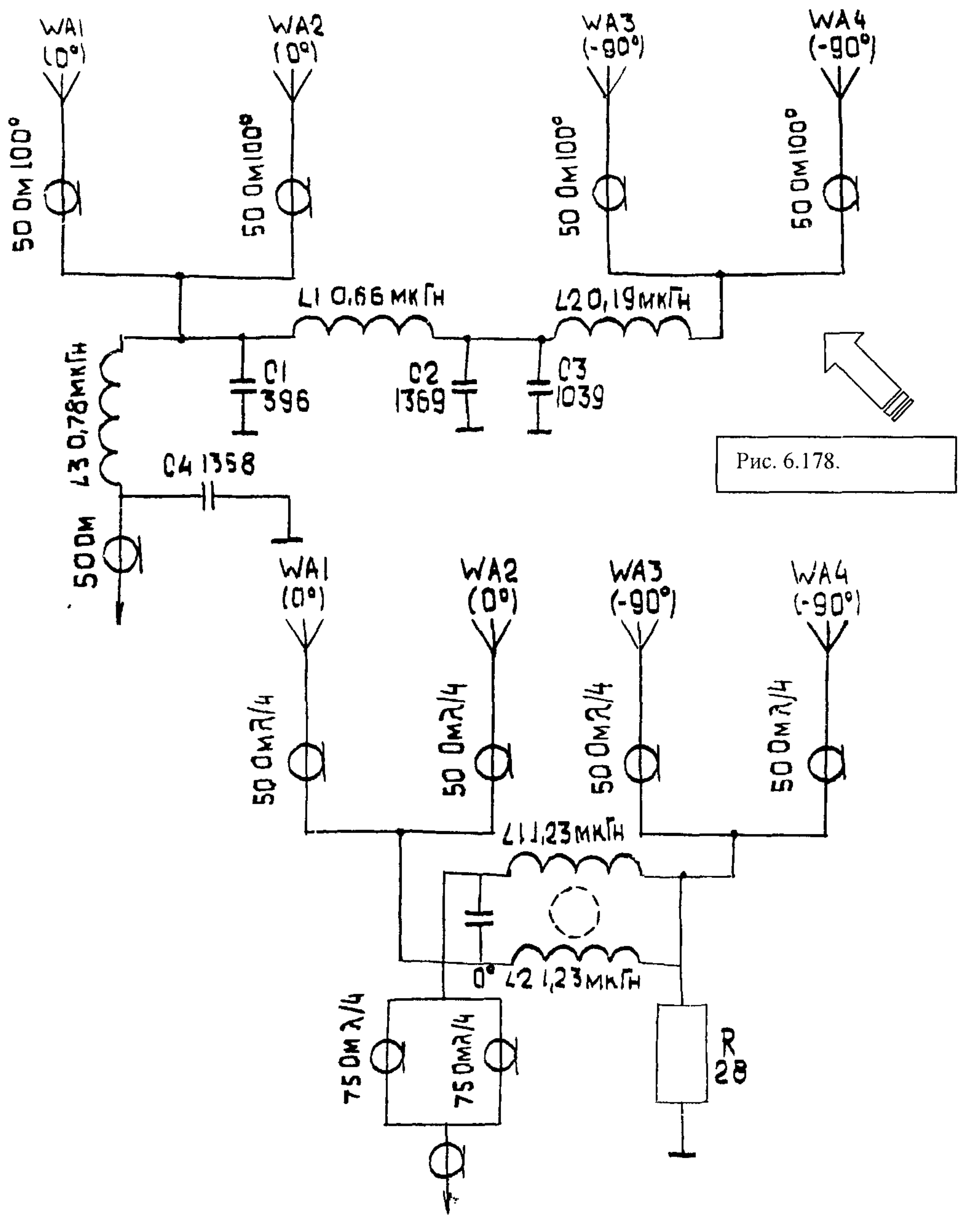


Рис. 6.178.

Рис. 6.179.

На рис. 6.179 изображен метод Коллинза для данной антенны. Обратите внимание, что параметры *L* и *C* для диапазона 80 м в данном случае отличны от варианта с двумя вертикалами.

Рис. 6.180 являет собой метод W7EL для данного случая. Здесь также реактивности отличаются от двухэлементного варианта.

1. Четыре вертикала высотой λ/4 в углах квадрата со стороной λ/4 с максимумом излучения по диагоналям квадрата. Усиление антенны 7 дБ по отношению к одиночному вертикалу.

Все излучатели питаются токами равной амплитуды. Входное сопротивление излучателей:

Для элементов с фазой - 0 ° - $Z_{вх}$ = 3,4 - j 12,5 Ом
Для элементов с фазой – 90 ° - $Z_{вх}$ = 39,4 - j 17,5 Ом
Для элементов с фазой – 180 ° - $Z_{вх}$ = 63,4 + j 47,5 Ом

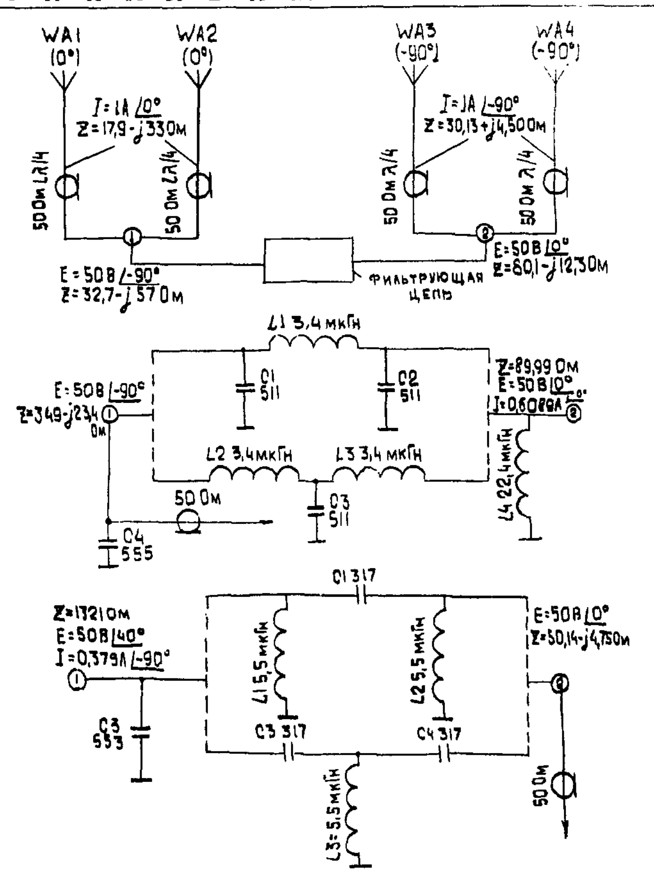
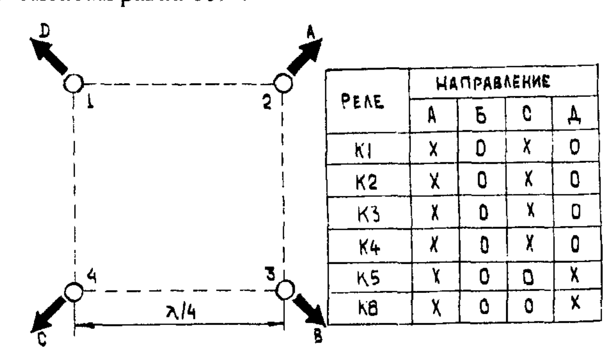


Рис. 6.180.

Рис. 6.181 демонстрирует метод Кристмэна для этой системы, L и C справедливы для диапазона 80 м. С помощью реле максимум излучения переключается на четыре направления. Электрическая длина 50-омных кабелей от реле к элементам равна 109°.



РЕЛЕ	НАПРАВЛЕНИЕ			
	А	Б	С	Д
K1	X	0	X	0
K2	X	0	X	0
K3	X	0	X	0
K4	X	0	X	0
K5	X	0	0	X
K8	X	0	0	X

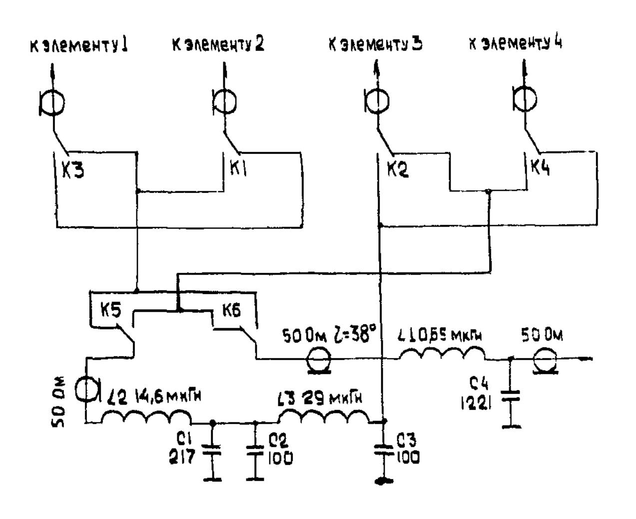


Рис. 6.181.

Метод Герке изображен на рис. 6.182. Схема включения реле для этого метода аналогична схеме на рис. 71 (электрическая). Длина линий между реле и излучателями равна 100°. Величины L и C рассчитаны для диапазона 80 м.

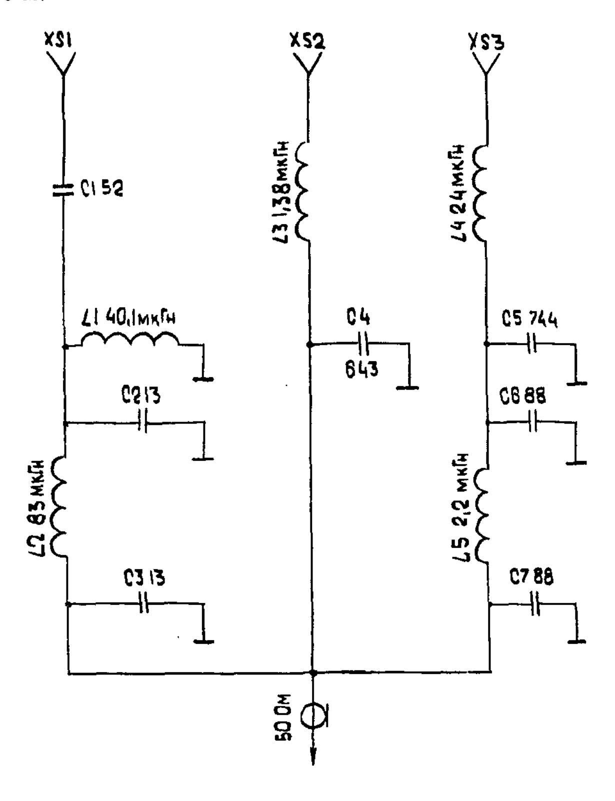


Рис. 6.182.

Метод W7EL представлен на рис. 6.183. С помощью реле данная система легко превращается в переключаемую. Электрические длины линий питания должны быть λ/4, 3/4, 5/4 и т.д.

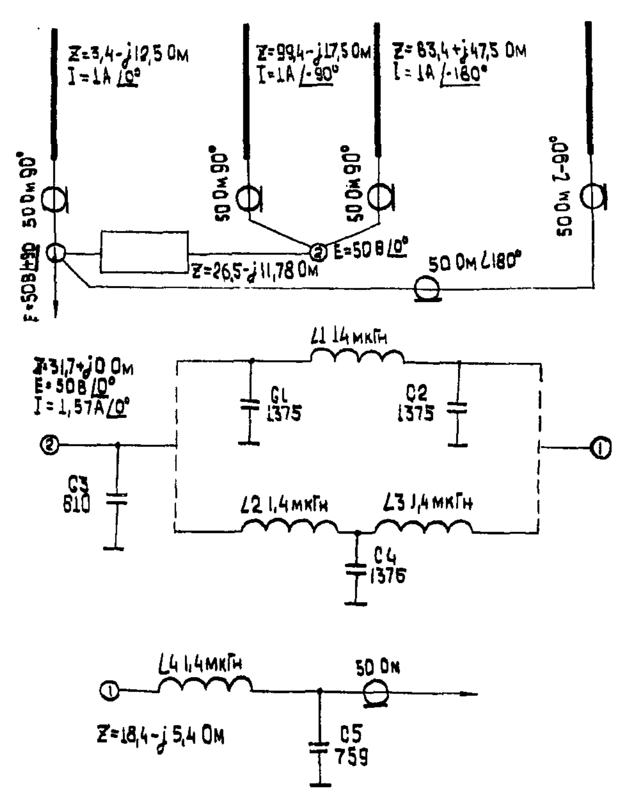
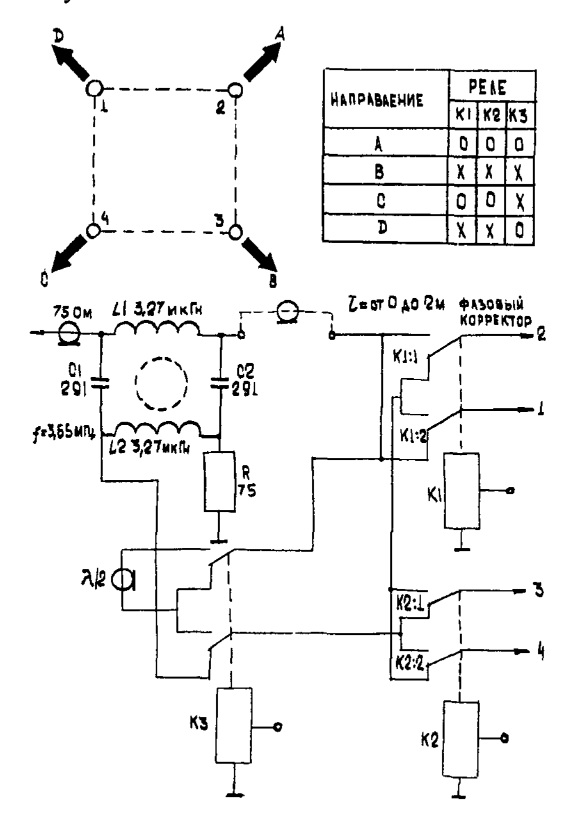


Рис. 6.183.

Рис. 6.184 иллюстрирует метод Коллинза. Здесь применены линии питания 75 Ом с электрической длиной кратной нечетному числу λ/4.



НАПРАВЛЕНИЕ	РЕЛЕ		
	K1	K2	K3
A	0	0	0
B	X	X	X
C	0	0	X
D	X	X	0

Рис. 6.184.

1. Четыре вертикала высотой λ/4 в углах квадрата со стороной λ/4. Фазовое распределение токов и диаграммы направленности антенны представлены на рис. 6.185. Все элементы запитаны токами равной амплитуды Герке утверждает, что усиление антенны больше чем у описанных выше.

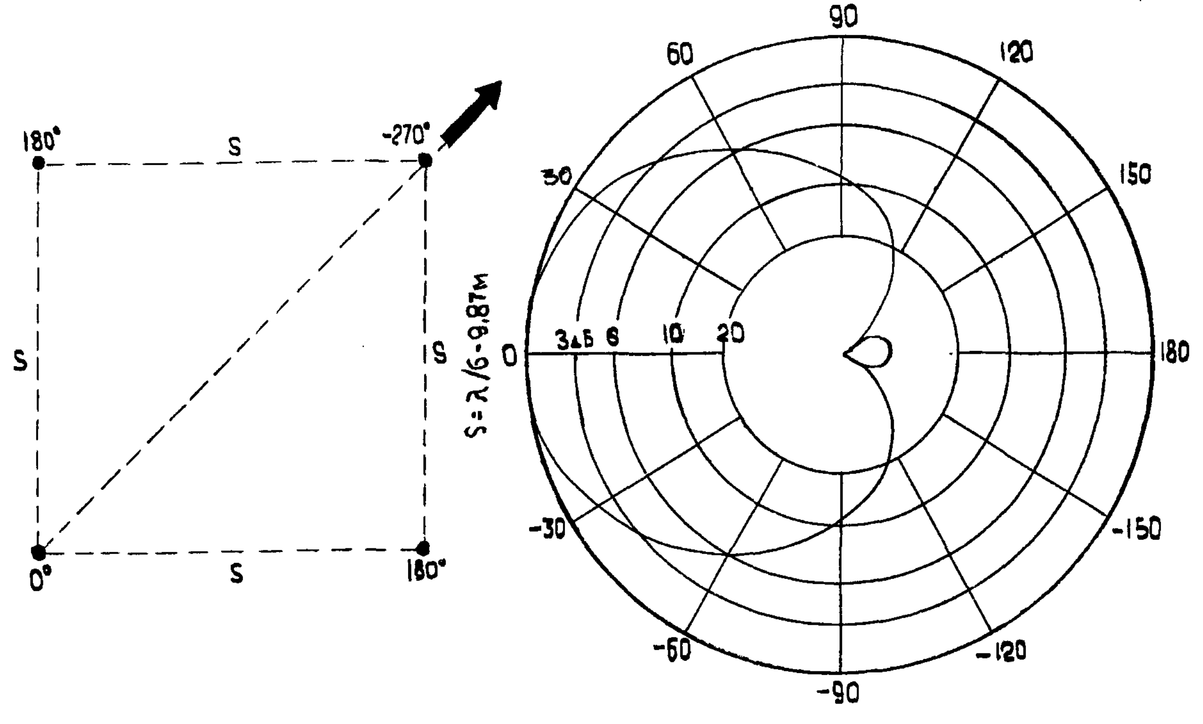


Рис. 6.185.

Входное сопротивление излучателей для данной антенной системы:

Для элементов с фазой 0° $Z_{вх}$ = - 127 - j 13,2 Ом;

Для элементов с фазой 135° $Z_{вх}$ = 18,9 - j 33 Ом;

Для элемента с фазой – 270° $Z_{вх}$ = - 10,8 + j 21,7 Ом

Знаки «-» в активной части импеданса не опечатка.

На рис. 6.186 приведен метод Герке для данного варианта. Электрические длины питающих линий равны 50°. *L* и *C* подсчитаны для диапазона 80 м. Этот вариант заманчив для диапазона 160 м. В сочетании с вариантом, показаннным на рис. 6.181, это может быть двухдиапазонная антенная система, т.к. линии питания и расстояния между элементами в этих случаях приблизительно равны.

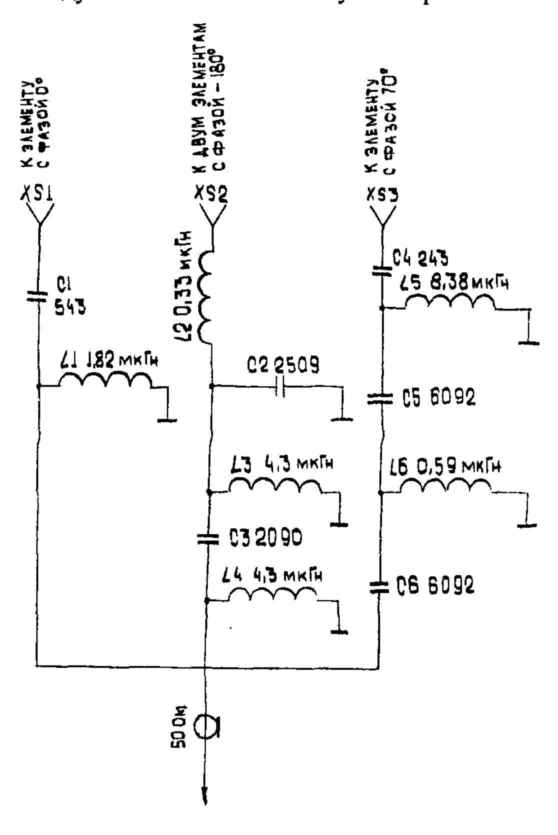


Рис. 6.186.

Метод Кристмэна представлен на рис. 6.187. Для преобразования этого однонаправленного метода в переключаемый понадобится слишком много реле, что создает дополнительные сложности. *L* и *C* справедливы для диапазона 80 м.

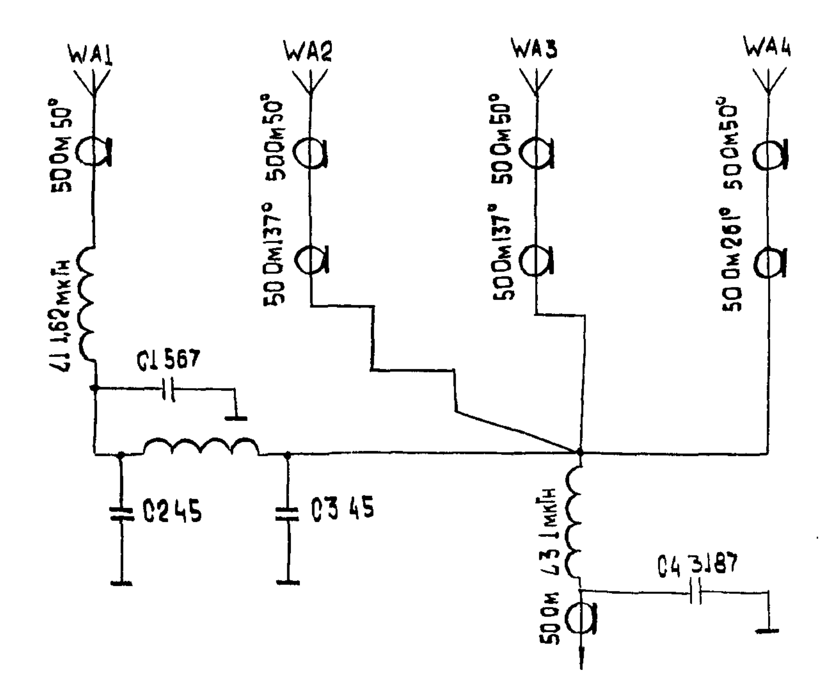


Рис. 6.187.

Для реализации метода W7EL (рис. 6.188) требуется две фазосдвигающие цепи. Их схемы и значения *L* и *C* для диапазона 80 м приведены на рис. 6.189.

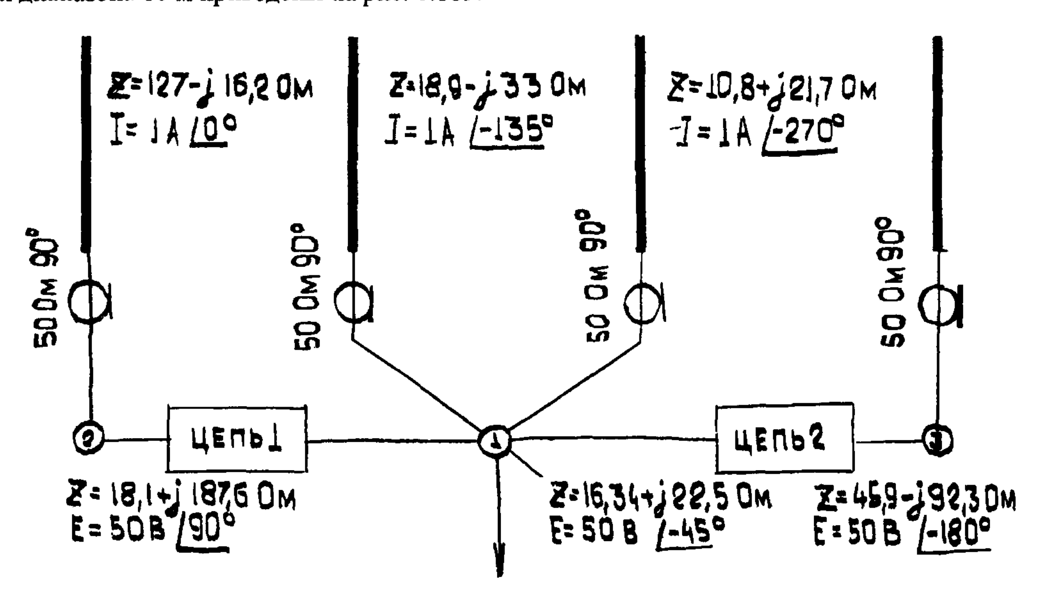


Рис. 6.188.

Следует отметить особенность данной антенной системы: энергию из питающей линии потребляют только излучатели с фазой – 135 °. Элементы с фазами 0° и 270° возвращают энергию в линию питания ввиду отрицательности активной части их входного сопротивления.

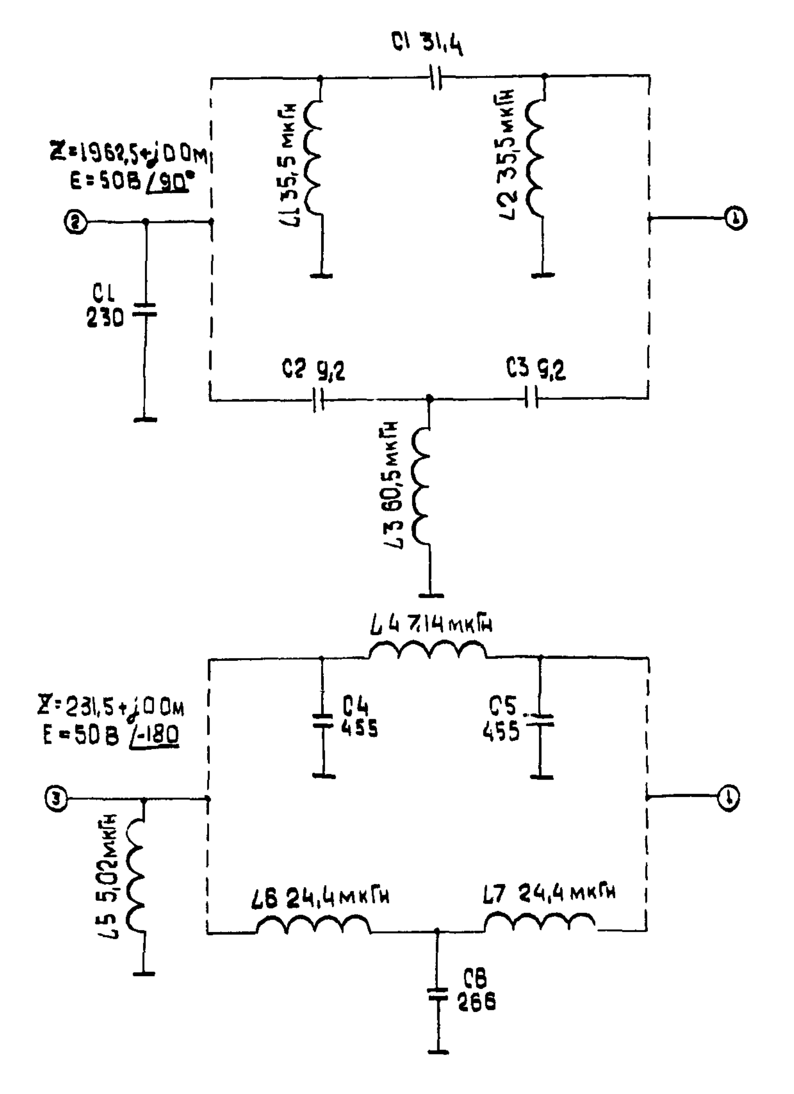


Рис. 6.189.

9. Три четвертьволновых вертикала в углах равностороннего треугольника со стороной 0,288 λ.

Расположение и фазировка излучателей изображены на рис. 6.190. Здесь же приведены диаграммы направленности антенны для идеальной и реальной земли. Усиление антенны 5 дБ по отношению к одиночному вертикалу. Для такой широкой диаграммы направленности вполне достаточно трех переключаемых направлений. Однако в данном случае возможна реализация и шести направлений.

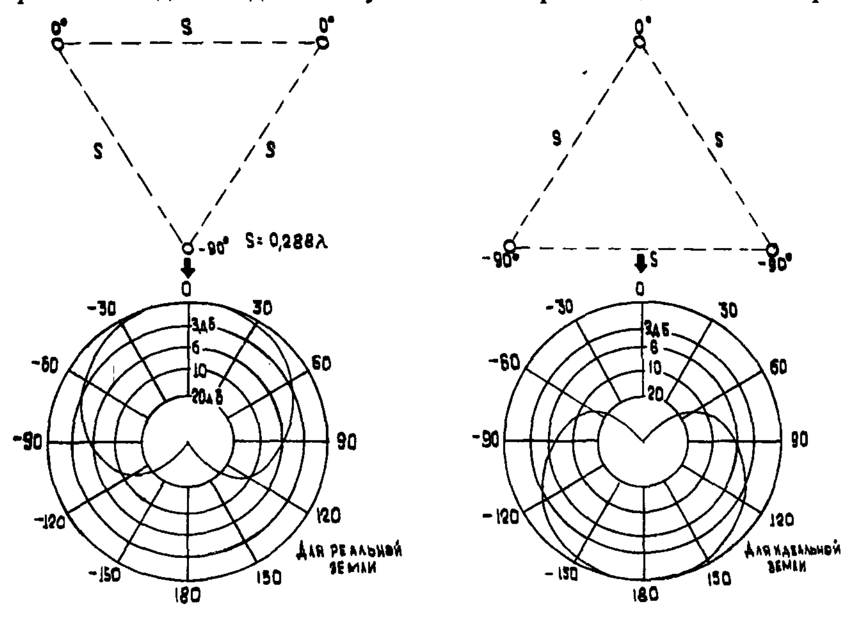
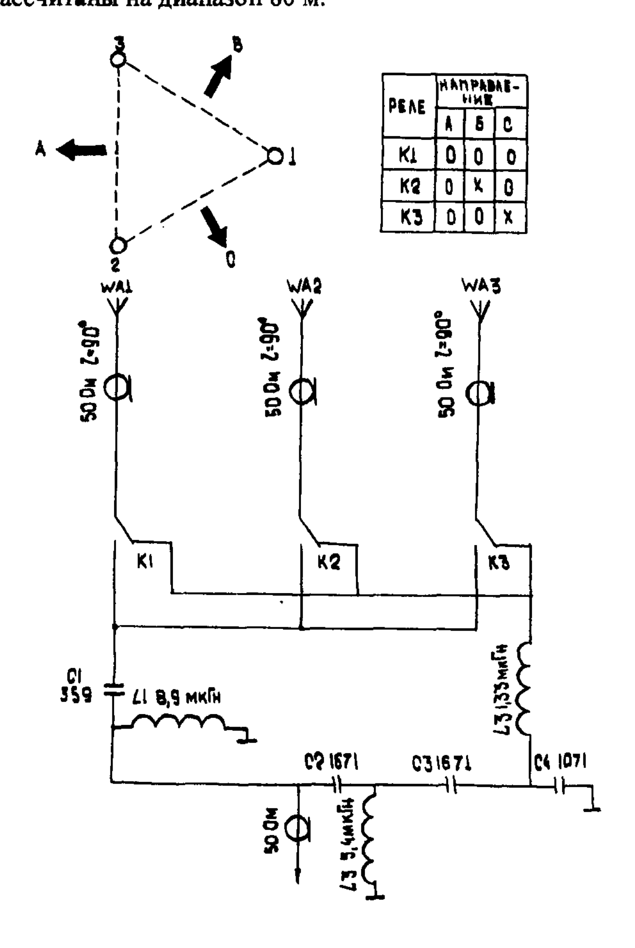


Рис. 6.190.

Амплитуда токов в синфазных элементах равна половине амплитуды тока третьего элемента. Входное сопротивление элемента с фазой 0° $Z_{вх}$ = 20,4 – j 10 Ом, входное сопротивление элементов с фазой – 90° $Z_{вх}$ = 78,4 + j 4 Ом.

Метод Герке для данной системы представлен на рисунке 6.191.

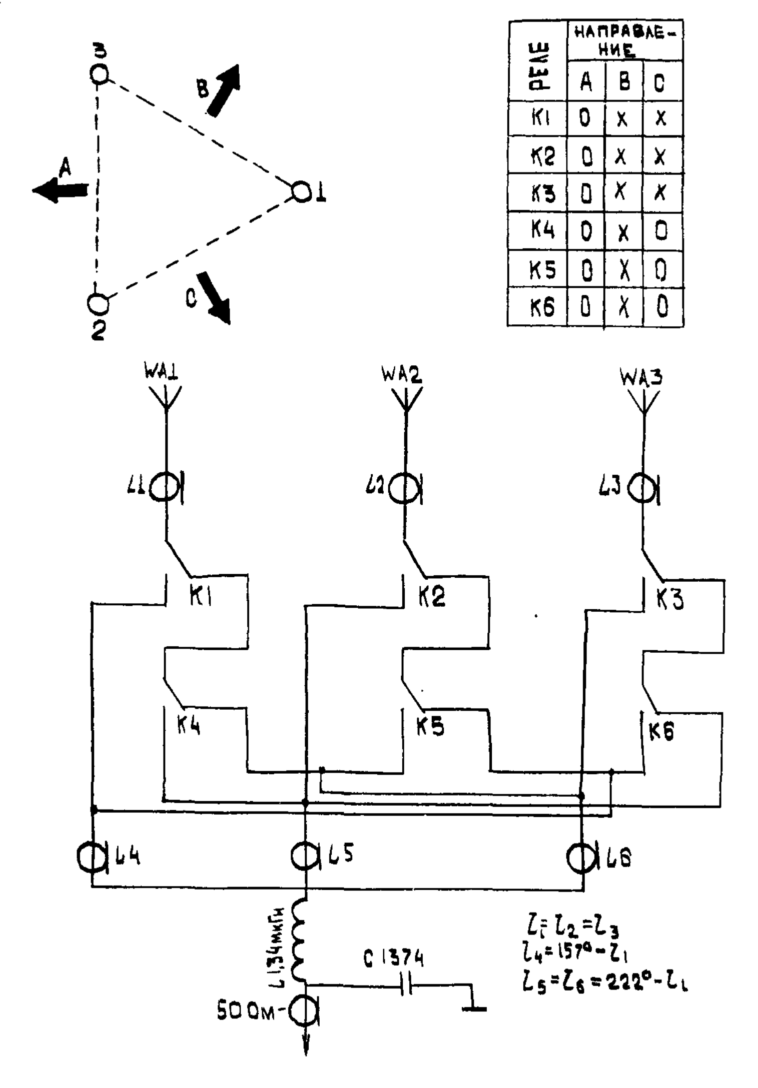
Приведенные L и C рассчитаны на диапазон 80 м.



Реле	Направление А	Б	С
K1	0	0	0
K2	0	X	0
K3	0	0	X

Рис. 6.191.

Рис. 6.192 иллюстрирует метод Кристмэна. Для реализации данного метода требуются лишь один конденсатор и одна катушка индуктивности, но для переключения направления максимума излучения необходимо шесть реле.



РЕЛЕ	НАПРАВЛЕНИЕ		
	A	B	C
K1	0	X	X
K2	0	X	X
K3	0	X	X
K4	0	X	0
K5	0	X	0
K6	0	X	0

Рис. 6.192.

Для изготовления антенн, описанных в этом разделе, приходится применять линии передачи определенной, точно известной электрической длины.

Для определения электрической длины линии передачи удобно использовать ее резонансные свойства. Известно, что четвертьволновая линия, замкнутая с конца на входе, ведет себя как параллельный колебательный контур с резонансом на частоте

$$F_{рез} = \frac{V}{\lambda}$$

где V – скорость распространения волны в линии, а λ – длина волны в линии.

Соотношение L и C определяется волновым сопротивлением линии. Итак, четвертьволновая короткозамкнутая линия на частоте $F_{рез}$ будет иметь максимальное входное сопротивление.

Разомкнутая четвертьволновая линия вблизи резонанса будет иметь свойства последовательного колебательного контура и на резонансной частоте будет иметь минимальное входное сопротивление.

Таким образом с помощью генератора, частотомера и ВЧ вольтметра легко обнаружить частоту $F_{рез}$ для которой данная линия является четвертьволновой, т.е. будет иметь электрическую длину 90° для $F_{рез}$ При этом $F_{рез}$ определяют по максимуму показаний вольтметра для короткозамкнутой линии по минимуму для разомкнутой линии, изменяя частоту генератора. Следует искать самый низкочастотный (первый) резонанс. Т.к. вольтметр будет отмечать резонансы и для частот 3 $F_{рез}$, 5 $F_{рез}$ и т.д.

Эти резонансы при нечетных гармониках более острые, чем основной резонанс, поэтому для большей точности удобно измерять частоты гармониковых резонансов.

Для измерения резонансов линий передачи часто применяют измерители частотных характеристик (И.Ч.Х.) XI – 27, XI – 38, XI – 48 и др. Высокоомную головку прибора включают на вход короткозамкнутой линии. Туда же через конденсатор емкостью 10 + 20 пФ подают сигнал генератора качающейся час-

тоты данного И.Ч.Х Установив необходимый диапазон качания генератора, увидим на экране прибора непосредственно резонансную кривую исследуемой линии передачи. С помощью плавающей стоп-метки и частотомера легко измерить частоты резонансов.

Для того, чтобы убедиться, что мы имеем дело именно с резонансом исследуемой линии, а не с нелинейностью прибора и т.д. следует разомкнуть конец линии, при этом картинка на экране прибора должна перевернуться. Максимумы должны смениться минимумами и наоборот. Итак, мы можем измерить резонансы четвертьволновых линий передачи. Для частоты первого резонанса линия будет иметь электрическую длину 90°, для второго резонанса - 270°, для третьего – 450° .

Однако чаще приходится решать обратную задачу – подбирать определенную электрическую длину линии для известной частоты. Предположим нам нужно отмерить линию электрической длины I° для частоты F_1

Частоте F_1 в свободном пространстве соответствует длина волны

$$\lambda = \frac{C}{F_1} = \frac{300000 \quad км \cdot с}{F_1 \quad кГц}$$

где C – скорость света в свободном пространстве.

Соответствующая частоте F_1 длина волны λ в линии передачи будет зависеть от диэлектрической проницаемости материала изоляции линии передачи. Чем больше диэлектрическая проницаемость изоляции, тем короче длина волны данной частоты. Введем коэффициент укорочения K:

$$K = \frac{\lambda}{\lambda'}$$

где λ – длина волны в свободном пространстве, λ' – длина волны в линии передачи для той же частоты.

В радиолюбительской практике чаще всего применяются коаксиальные линии передачи с полиэтиленовой и тефлоновой изоляцией.

Для полиэтилена $K \approx$ 0,66;

Для тефлона $K \approx 0{,}69$

Итак, для частоты L длина волны в линии λ' будет равна:

$\lambda' = K \cdot \lambda'$

Физическую длину L электрической длины I°, для частоты F_1 в линии с изоляцией с коэффициентом укорочения K определяем по формуле:

$$L = \frac{K \cdot \lambda \cdot I^\circ}{360^\circ}$$

Для того, чтобы точно подобрать электрическую длину I°, отрежем кусок линии физической длины несколько большей, чем I_2 .

Рассчитаем частоту F_2, для которой линия электрической длины I° будет четвертьволновой, т.е. электрической длиной 90 °. Это можно сделать по формуле:

$$F_2 = \frac{F_1 \cdot 90^\circ}{I^\circ}$$

Подсоединим нашу линию длиной чуть больше L к измерительной системе и измерим частоту первого резонанса. Эта частота должна быть чуть меньше F_2. Затем постепенно укорачивая линию и замыкая центральную жилу с оплеткой, подгоняем резонанс линии к F_2. Практически удобно замыкать оплетку с центральной жилой протыкая изоляцию иглой, и таким образом точно подобрав резонанс отрезать лишний кусок.

ВСЕ! Вы изготовили линию нужной электрической длины!

Пример:

Отмерим линию электрической длины I°=73° для частоты = 3520 кГц.

Длина волны λ в свободном пространстве для частоты F_1=3520 кГц равна:

$$\lambda' = \frac{300000 \quad км \cdot с}{3520 \quad кГц} = 85{,}23 \quad м$$

Применяем коаксиальный кабель с полиэтиленовой изоляцией. Для полиэтилена $K \approx 0{,}66$.

Длина волны λ' в коаксиальном кабеле с полиэтиленовой изоляцией для частоты 3520 кГц будет равна:

$\lambda' = 0{,}66 \times 85{,}23$ м = 56,25 м

Физическая длина L для электрической длины 73°. На частоте 3520 кГц в линии с полиэтиленовой изоляцией будет равна:

$$L = \frac{56{,}25 м \times 73^\circ}{360^\circ} = 11{,}4 \quad м$$

Рассчитываем частоту F_2 для которой линия электрической длины 73 °, на высстке 3520 кГц будет четвертьволновой:

$$F_2 = \frac{3520 кГц \times 90^\circ}{73^\circ} = 4340 \quad кГц$$

Отрезаем кусок кабеля длиной 12 м, подключаем его к нашей измерительной системе, и замыкая оплетку с центральной жилой все дальше и дальше от конца, настраиваем его в резонанс на 4340 кГц. Лишнее отрезаем.

Это и есть линия электрической длиной 73 °. На частоте 3520 кГц.

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ АНТЕННЫ С АКТИВНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В качестве основного прибора для измерений амплитудно-фазового распределения токов можно использовать высокочастотный двухлучевой осциллограф, например С1-74.

На входы двух каналов осциллографа через одинаковые линии передачи равной электрической длины подаются сигналы от датчиков токов с излучателей антенной системы.

Для исключения фазовых ошибок линии передачи с обоих концов нагружены на безиндукционные резисторы сопротивлением, равным волновому сопротивлению линий. Таким образом, при включении передатчика на экране осциллографа можно визуально наблюдать амплитудно-фазовое распределение токов. Используя прямоугольную сетку экрана осциллографа, несложно провести соответствующие измерения. Меняя частоту передатчика, получим частотную зависимость амплитудно-фазового распределения токов.

Датчиком тока является трансформатор на ферритовом кольце. Роль первичной обмотки выполняет центральная жила коаксиального кабеля от передатчика, на которую надето ферритовое кольцо. Вторичная обработка состоит из 10 витков медного провода, намотанного на том же кольце. Диаметр провода значения не имеет, так же как и типоразмер ферритовых колец. Марка феррита – 50 Вч или 30 Вч.

При измерении амплитуды тока в излучателе следует учитывать, что соотношение токов в первичной и вторичной обмотках 10:1. Сопротивление нагрузки составляют резисторы, нагружающие линию, датчик тока – осциллограф. В случае применения линии 50 Ом сопротивление нагрузки составляет 25 Ом. Мощность нагрузочных резисторов должна быть не менее 3 Вт.

АНТЕННА «ХАМЕЛЕОН»

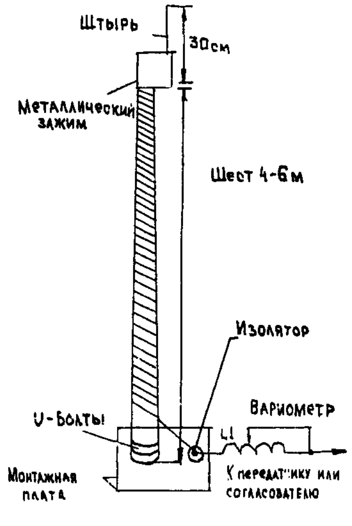


Рис. 6.193.

Укороченную вертикальную антенну для диапазона 160 м можно изготовить из деревянного шеста (или другого изолятора) длиной 4…6 м, намотав на него спирально около 75 м провода диаметром 1,5 мм. На вершине шеста (рис. 6.193) с помощью металлического зажима укрепляют штырь длинной около 30 см, к которому и подключается верхний конец спирали. Для настройки антенны необходима катушка с переменной индуктивностью (вариометр с ползунком), которую нужно разместить у основания антенны, заключив ее во влагонепроницаемую коробку. Сам шест можно укрепить на уголковой монтажной плате, установив на ней изолятор для подключения нижнего конца спирали.

Согласование антенны производят по минимуму КСВ на рабочей частоте, причем достичь КСВ=1:1 удается не всегда. Поэтому после вариометра рекомендуется использовать согласующее устройство.

Антенна, о которой идет речь относительно узкополосна, поэтому при переходе из одной части диапазона в другую может

потребоваться перестройка вариометра. В то же время вследствие своей узкополосности она значительно ослабляет промышленные помехи и помехи от радиовещательных станций.

АНТЕННА «МАГЕЛАНОВЫЕ ОБЛАКА»

В радиолюбительской практике широкое применение нашли многодиапазонные коротковолновые антенны с контурами «ловушками». Особенность подобной антенны – наличие в ее полотне параллельного колебательного контура, настроенного на частоту одного из любительских диапазонов. При работе на этом диапазоне параллельный колебательный контур эффективно «отсекает» часть полотна антенны, выполняя тем самым функции своеобразного автоматического переключателя рабочей частоты антенны.

Таких *LC* – контуров в антенне может быть несколько (их резонансные частоты в этом случае соответствуют различным КВ диапазонам), причем в дипольных антеннах число контуров обязательно четное, так как в каждой половине вибратора устанавливают свой контур (контуры). Наиболее известная антенна с контурами «ловушками» - W3DZZ.

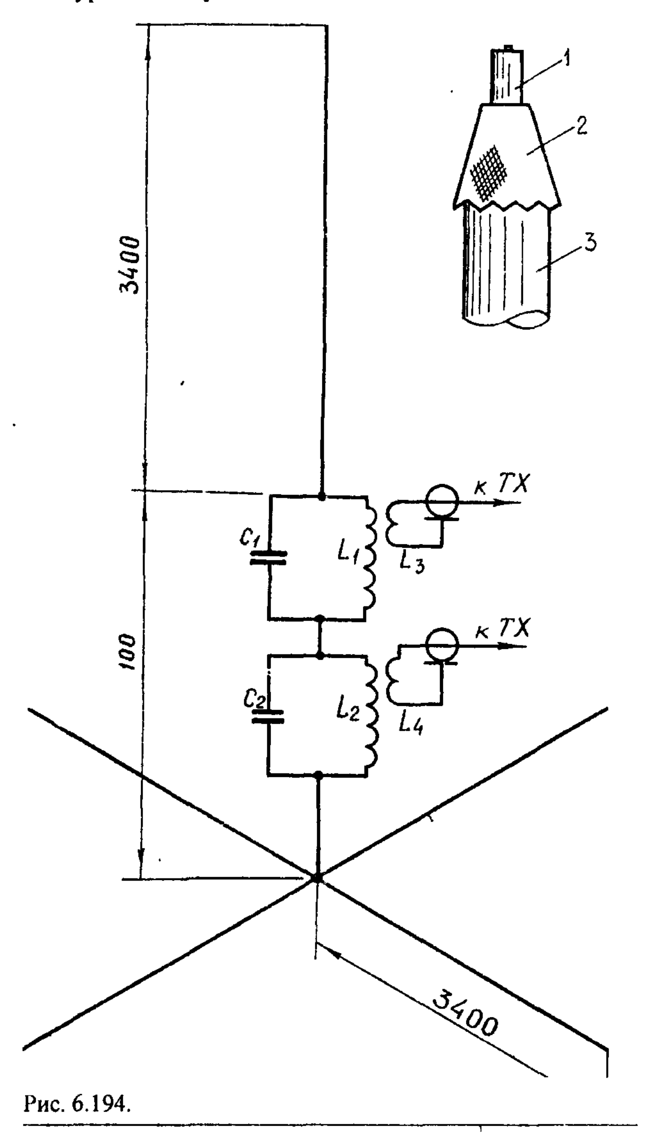


Рис. 6.194.

Австралийский коротковолновик VK2AOU обнаружил, что дипольная антенна с одним параллельным колебательным контуром, установленным в центре излучателя, имеет две резонансные частоты. Подбирая длину диполя и параметры *LC*-контура, эти частоты можно установить в пределах двух любительских диапазонов, причем собственно *LC*-контур в этом случае оказывается настроенным на частоту, не совпадающую с частотами любительских диапазонов. Это исключает нежелательные резонансные явления в контуре, и в свою очередь, дает возможность несколько снизить требования к электрической прочности элементов контура (что особенно важно, поскольку на них может воздействовать атмосферная влага, несмотря на предпринимаемые при изготовлении антенны специальные меры).

Питают подобную антенну коаксиальным кабелем через катушку связи с *LC*-контуром. Введение в середину полотна второго параллельного контура позволяет реализовать трехдиапазонную антенну, причем резонансная частота этого контура также не совпадает с частотами любительских диапазонов. Следует отметить что хорошие результаты в трехдиапазонном варианте антенны получаются лишь при питании ее по двум коаксиальным кабелям (или же по одному, но переключаемому непосредственно у антенны).

На рис. 6.194 схематически показана трехдиапазонная вертикальная КВ-антенна, в которой использован описанный выше принцип работы. Антенна предназначена для работы на любительских диапазонах 10,15 и 20 метров. Она состоит из излучателя (дюралюминиевая труба длиной 3,1), коробки из диэлектрического материала (на рисунке не показана) размерами 100×100×100 мм, в которой размещают *LC*-контуры, и нескольких противовесов. Резонансная частота контура *L1C1*- 17,4 МГц (*L1*=0,95 мкГ, *C1* = 88 пФ), а контура *L2C2* – 26,2 МГц (*L2*=0,66 мкГ, *C2* = 56 пФ). Катушки можно намотать на диэлектрических каркасах диаметром 16 мм медным проводом 1 мм. Катушка *L1* имеет 8, а *L2* – 6 витков. Длина намотки около 50 мм. Число витков и длину намотки следует уточнить в процессе изготовления катушек так, чтобы получить указанное значение индуктивности. Число витков катушки связи *L3* и *L4* (примерно по два витка каждая) уточняют в процессе настройки. Эти катушки наматывают изолированным проводом диаметром 1...1,5 мм поверх катушек *L1* и *L2* в центральной их части.

Конденсаторы *C1* и *C2* изготавливают из отрезков коаксиального кабеля, которые свивают в небольшие мотки. Свободный конец кабеля разделывают, как показано на рисунке вверху справа (1 – диэлек-

трик, покрывающий внутренний проводник, 2 – оплетка, 3 – внешнее покрытие кабеля. Выворачивание части оплетки на длину примерно 10 мм позволяет избежать пробоя кабеля в разделке.

Конструктивно антенна выполнена так. Излучатель укреплен на диэлектрической трубчатой опоре примерно такого же диаметра, что и излучатель, которая пропущена через коробку с *LC*-контурами. Катушки индуктивности *L1* и *L2* должны иметь минимальную взаимную связь, поэтому из размещают в противоположных углах коробки так, чтобы их оси были взаимноперпендикулярны.

На дне коробки устанавливают два разъема для подключения коаксиальных кабелей и винтовой зажим для подключения противовесов. Как уже отмечалось, антенну можно питать и одним кабелем, но тогда в коробке необходимо установить еще и высокочастотное реле требуемой мощности.

Настройка антенны (при предварительно подобранных конденсаторах *C1* и *C2*) сводится к подгонке индуктивности катушек *L1* и *L2* до получения необходимых резонансных частот, которые контролируют по гетеродинному индикатору резонанса.

На заключительном этапе настройки подбирают число витков катушек связи *L3* и *L4* по минимальному КСВ на соответствующих парах диапазонов: 20 и 15 метров – у *L3*, 15 и 10 метров – у *L4*.

При питании коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом через катушку связи *L3* описываемая антенна при четырех противовесах имела КСВ в пределах 1...1,3 на диапазоне 20 метров, 1...1,5 на диапазоне 15 метров, 1,6...2,6 на диапазоне 10 метров (в интервале 28,8...30 МГц – не более 2. Если антенну питали через катушку связи *L4*, то КСВ на диапазоне 20 метров был в пределах 2,3...2,9 на диапазоне 15 метров – 1,4...1.7 на диапазоне 10 метров – 1....1,2.

Эта антенна может быть выполнена в виде обычного горизонтального диполя (вместо противовесов к контуру *L2C2* подключают вторую часть вибратора длиной 3400 мм).

АТЕННА «МАРКОНИ»

Очень похожей на *INVERTEDL* является антенна, получившая название Маркони. Укорачивающая емкость, используемая при работе на более высокочастотных диапазонах, должна быть рассчитана на высокое ВЧ напряжение, т.к. в точке , ее подключения находится пучность напряжения. Антенна типа Маркони (рис. 6.195) имеет электрическую длину, равную 3/8 λ на низкочастотном диапазоне. Изменяя величину емкости *C*, антенну настраивают в резонанс на более высокочастотном диапазоне по минимальному значению КСВ, а на низкочастотном диапазоне, подбирают длину антенны. Размеры антенны Маркони для различных диапазонов приведены ниже в таблице 6-13

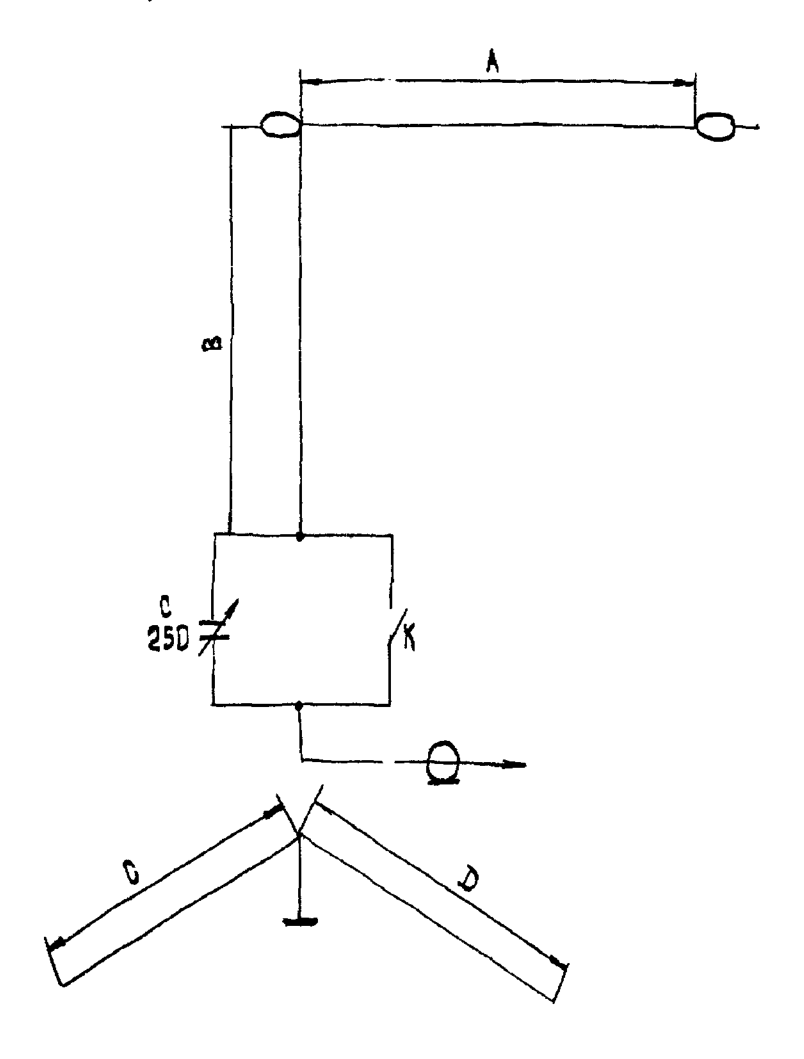


Рис. 6.195. *АНТЕННА «МАРКОНИ»*

ТАБЛИЦА 6-13

160 м = 80 м	А+В = 54,9 м
	С = 37,5 м
	Д= 19,3 м
80 м = 40 м	А+В = 27,5 м
	С = 19,3 м
	Д= 10 м

АНТЕННА НА НЧ ДИАПАЗОНЫ «ПИК МИРА»

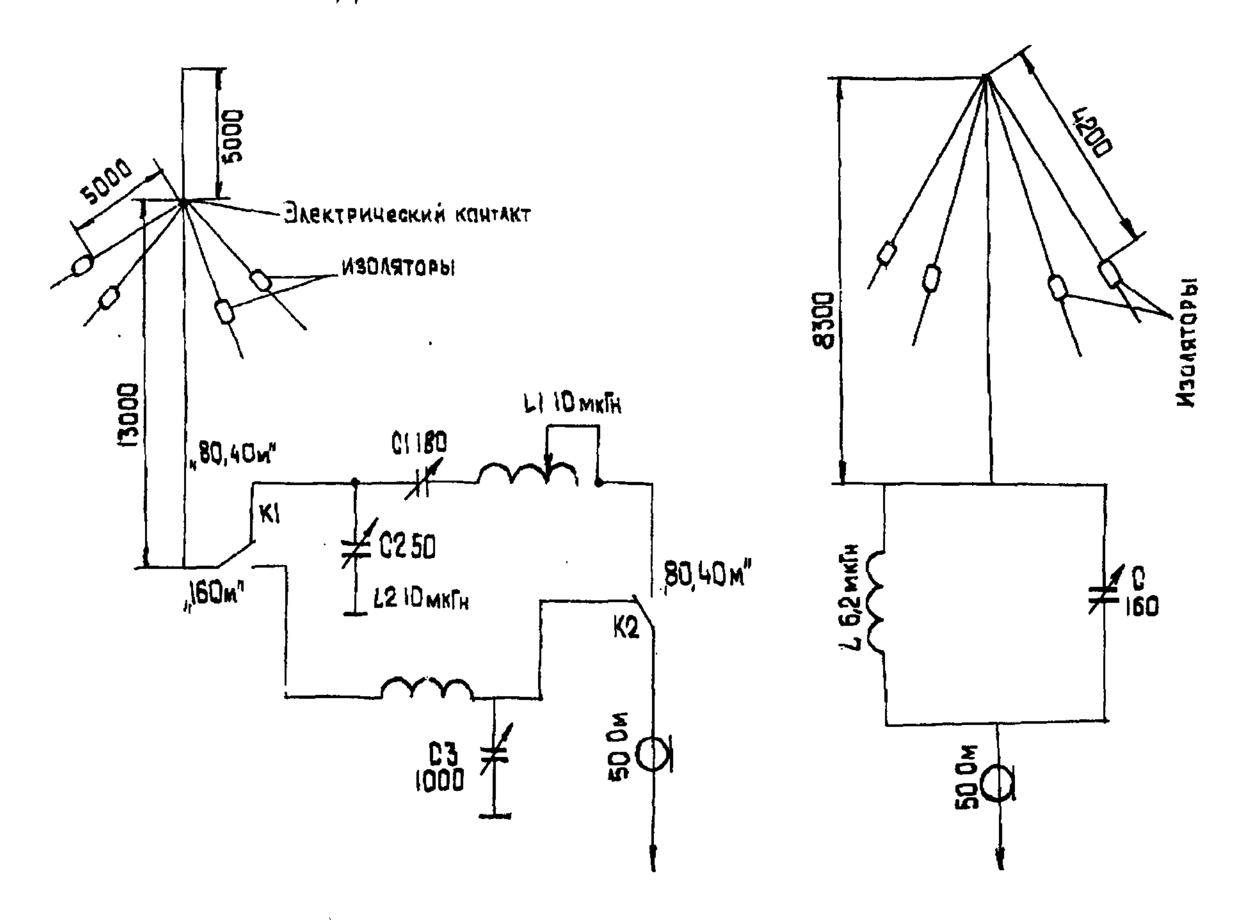


Рис. 6.196. *АНТЕННА «ПИК МИРА»*

Рис. 6.197. *АНТЕННА «ЭВЕРЕСТ»*

Антенна (рис. 6.196) эффективна для работы на НЧ диапазонах и показала хорошие результаты при проведении дальних связей и обычных соревнований. Электрическая длина вертикала около 5/8λ на 40 м, 3/8λ на 80 м и 1/8λ на 60 м. Отрезки оттяжек верхнего яруса длиной 5 м электрически соединены с вертикалом и представляют собой емкостную нагрузку, которая увеличивает электрическую длину антенны до размеров, указанных выше. Настройка антенны сводится к подбору значений индуктивности катушки L_2 и емкости C_3 на диапазонах 160 метров и индуктивности катушки L_2 и емкостей C_1 и C_2 для диапазонов 80 и 40 метров соответственно по минимальному значению КСВ на каждом диапазоне.

АНТЕННА «ЭВЕРЕСТ» на 80 и 40 м

Антенна (рис. 6.197) предназначена для диапазонов 80 и 40 м. Количество противовесов не менее 4 для каждого диапазона и их длина 20,5 м 10,4 м соответственно. КСВ не более 1,5. Настраивают антенну подбором L и C по максимуму КСВ.

УКВ АНТЕННА ДЛЯ МЕСТНОЙ СВЯЗИ «ТЕРМИНАТОР»

Предлагаемая антенна используется уже долгое время UA9LAQ в составе комплекса TRAN. С ее помощью проведено большое количество местных связей, а также связи с космонавтами находящимися на

борту орбитального комплекса «Мир». При использовании соответствующей аппаратуры антенна позволила проводить связи через ИСЗ и с использованием «Авроры», причем расстояние до корреспондентов в последнем случае часто превышало 1000 км.

Антенна (рис. 6.198) представляет собой вертикальный коаксиальный шлейфовидный излучатель с противовесами и состоит из следующих основных узлов: 1 – активного вибратора, 2 – основания с противовесами, 3 – поддерживающей штанги, 4 – фидера.

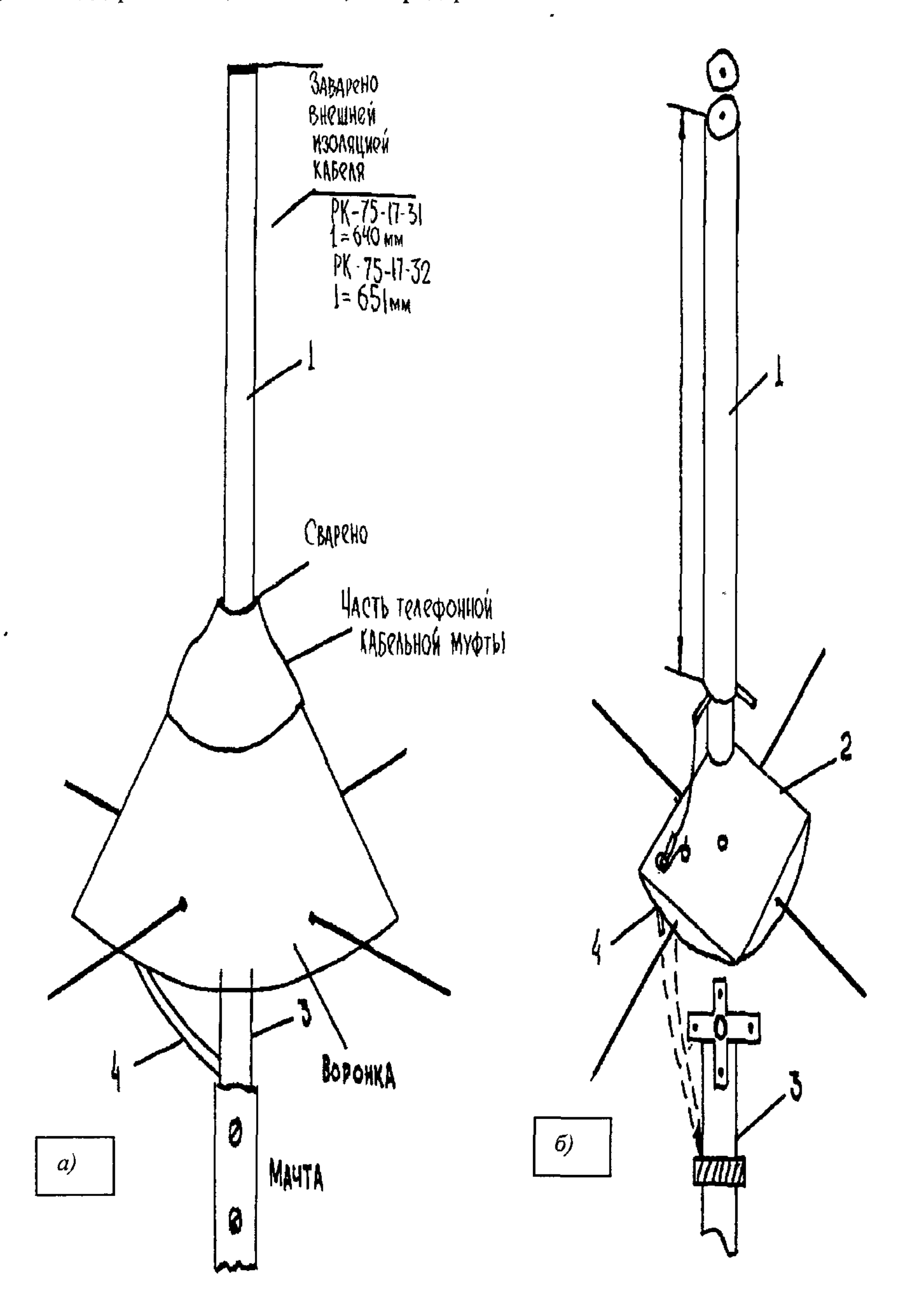


Рис. 6.198.

Активный вибратор выполнен из куска коаксиального кабеля РК-75-17-31. С верхнего конца между центральной жилой и оплеткой впаивается шайба, превращающая отрезок кабеля в коаксиальный шлейф. Нижний конец шлейфа подготавливается к монтажу на расстоянии 40 мм от конца делается кольцевой надрез внешней изоляции, после чего она удаляется вместе с лагозащитной пленкой и замыкающей фольгой. Шинки, образующие «оплетку», отгибаются под углом 90° и удаляются все, кроме трех, расположенных в плане под углом 120° друг к другу. Эти лепестки укорачиваются до 20 мм и один их них облуживается для последующей пайки к основанию, при этом внутреннюю полиэтиленовую изоляцию вибратора удалять не нужно: внутренняя спираль открывает часть жилы, а при пайке к разогретому основанию полиэтилен подплавится и конец внутренней жилы пройдет сквозь отверстие в основании. Сверху основания образуется площадка, повышающая механическую прочность соединения. Верхнюю часть вибратора необходимо герметизировать.

Основание антенны выполнено из меди (можно из латуни) толщиной 2 мм (рис. 6.199*а*). В диск диаметром 130 мм вписывается квадрат и сверлятся все необходимые отверстия, кроме отверстий под противовесы (чтобы исключить их деформацию при последующих операциях). Отверстие в центре диска служит для механического и электрического соединения активного вибратора с основанием, большого отверстия – технологические, служат для скрепления верхней и нижней частей эпоксидной заливки изолятора. Кроме того, через одно из этих отверстий проходит питающий кабель. Отверстия диаметром 4 мм в этой же части служат для скрепления основания с поддерживающей штангой с помощью винтов с гайками и шайбами. Под одну из этих шайб с верхней стороны основания подложен лепесток, служащий для соединения пайкой основания и оплетки питающего кабеля.

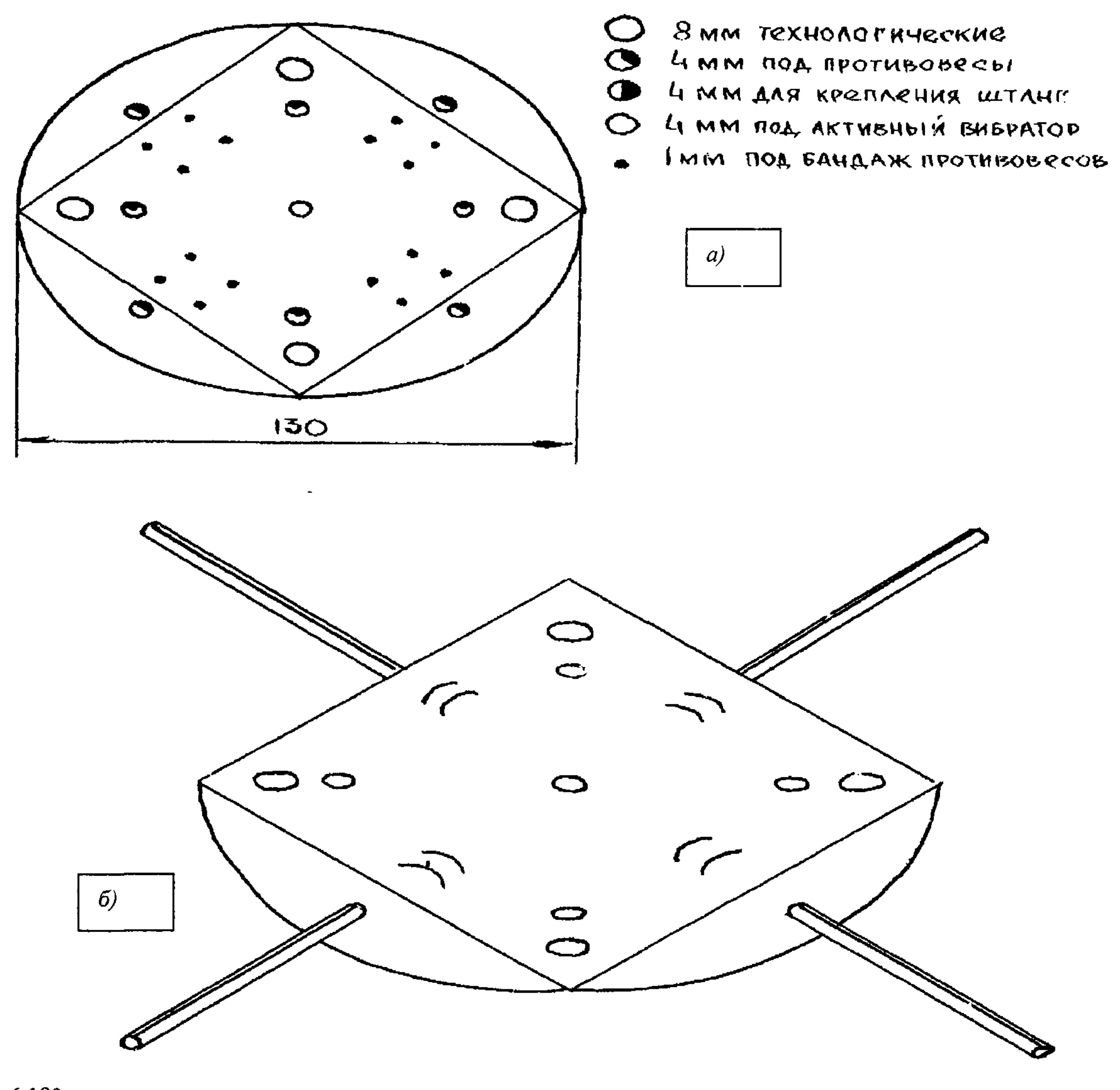


Рис. 6.199

Сегменты, отсеченные сторонами квадрата, отгибаются вниз (рис. 6.199*б*). В середине оснований сегментов по касательной к нижней стороне основания сверлятся четыре отверстия под противовесы, изготавливаемые из биметалла (сталь-медь) диаметром 4 -5 мм. Отверстия диаметром 1 мм – технологические, предназначены для крепления противовесов во время пайки обмоточным проводом диаметром 0,8 – 1,0 мм, который после остывания узла может быть удален. Места пайки противовесов также концы противовесов, центральное отверстие, а также отверстие под лепестком пролуживаются. Затем, вставив противовесы облуженными концами через отверстия в основании, крепим их бандажом через технологические отверстия и приступаем к пайке мощным паяльником (можно использовать подогрев: утюг, ТЭН, закрытую электроплитку, спиртовку и т.п.) После припаивания противовесов, не давая основанию остыть припаивают центральную жилу активного вибратора, прижимая его к основанию.

Поддерживающая штанга изготавливается из отрезка трубы (стальной) диаметром ¾ или 1 дюйм. Длина трубы 500 - 700 мм. С торца трубы делается два пропила крест-накрест на глубину 30-35 мм, полученные лепестки отгибаются наружу под углом 90°, получается фланец в котором сверлятся по месту отверстия диаметром 4 мм (по одному в каждом «лепестке». Подготовленная таким образом штанга крепится к основанию со стороны, противоположной вибратору.

Питающий кабель пропускается снизу через технологическое отверстие в основании и подпаивается к лепесткам. Свернутый в бухту кабель крепится к штанге изолентой во избежание перемещения при последующих операциях. Подготовленная полиэтиленовая воронка с диаметром раструба 150 мм с усилием надевается на вибратор так, чтобы широкая ее часть закрыла основание, а противовесы «провалились» в материал воронки в предназначенные для этого углубления. Пространство между воронкой и вибратором, а также между воронкой и противовесами герметизируется термостойким герметиком. В крайнем случае можно использовать оконную замазку. Теперь конструкцию переворачивают и крепят бандажом за вибратор вблизи воронки, например, к тискам, привернутым к столу, или строго вертикально подвешивают за штангу. Приготавливают эпоксидную заливку (750 - граммовую стеклянную банку, примерно 2,5 упаковки клея ЭДП). Увлекаться отвердителем не нужно, т.к. иначе изолятор получится хрупким. Хорошо перемешав смолу с отвердителем, приступают к заливке воронки, медленно, не допуская воздушных пузырей и следя за тем, чтобы смола проходила к горлу воронки и внутрь штанги. Заполнив воронку до краев, подправляют, если нужно, положение конструкции: заливка в воронке должна быть ровной и доходить до краев. Первые 3 - 4 часа необходимо контролировать заливку, т.е. в процессе полимеризации смола сильно нагревается и может растопить герметик, в результате чего смола выльется. После отвердевания дополнительно герметизируется соединение воронки с вибратором, например телефонной кабельной муфтой подходящего диаметра, материал которой сваривается сверху с материалом активного вибратора подобно тому, как заваривают телефонные муфты.

Антенна крепится за штангу телескопически в трубчатой мачте или с помощью *U* - образных шпилек сбоку. После установки антенны целесообразно проверить ее КСВ. Если он окажется близким у 1,13 можно приступать к работе, если выше – необходимо небольшими кусочками укорачивать кабель по 5-10 см) и каждый раз проверять КСВ. При экспериментах с антенной КСВ циклически изменялся от 1,15 до 1,13 в зависимости от длины питающего кабеля. Автор испортил несколько метров питающего кабеля – результат циклически повторялся.

Активный вибратор может быть изготовлен и из другого коаксиального кабеля, предпочтение следует отдавать жестким кабелям со сплошной оплеткой, механически стабильной конструкции. Большой диаметр вибратора определяет и большую полосу пропускания антенны, что приведет к уменьшению влияния ошибки в линейных размерах вибратора.

Тем не менее, возможно изготовление вибратора из тонкого кабеля, при этом для придания механической прочности вибратор нужно обмотать бинтом, пропитанным эпоксидной смолой с отвердителем вместе с оконным штапиком, например.

Длина активного вибратор зависит от типа кабеля, материала диэлектрика и, порой, даже от того, какой завод данный кабель выпустил, поэтому полезно перед изготовлением антенны (особенно из тонких кабелей) «прогнать» вибратор на ГСС. Отрезок кабеля с незамкнуты проводниками присоединяется к вольтовому выходу ГСС, например Г4 - 7А непосредственно к разъему. Варьируя ручкой настройки по шкале ГСС, находим частоту, на которой индикатор выходного напряжения ГСС показывает «нуль» – резкий минимум выходного напряжения. Другими словами: для этой частоты отрезок кабеля будет строго равен четверти длины волны с учетом всех поправок, однако подходить к точке предполагаемого резонанса необходимо со стороны более низких частот, т.к. в ГСС с большим диапазоном частот можно впасть в ошибку, поскольку результаты измерения будут идентичными на частотах кратных четверти длины волны. Кроме того, необходимо учесть, что выходное напряжение ГСС новых типов измеряется «внутри», т.е. не непосредственно на выходном разъеме, поэтому к выходу такого ГСС вместе с отрезком кабеля нужно подключить РЧ – вольтметр.

Антенна широкополосна: КСВ в пределах двухметрового диапазона не превышает 2, но если антенну предлагается использовать в середине диапазона, целесообразно вместе с коррекцией длины вибатора увеличить длину противовесов до 500 мм, в начале диапазона – до 510 мм. Длина вибратора авторского варианта при измерении составила 635 мм плюс 5 мм – конструктивный припуск на припаивание шайбы сверху вибратора и основания – снизу. Длины прутков противовесов могут в небольших пределах варьироваться за счет большего или меньшего вдвигания внутрь основания но во всех случаях расстояния от центра основания до концов противовесов должны быть равны между собой и составлять 490 мм при резонансной частоте антенны 145,5 МГц.

Антенна устойчива к климатическим воздействиям, замкнута по постоянному току, что позволяет защитить вход приемника от атмосферного электричества, а также применить систему защиты выходных транзисторов передатчика, для которой такое условие является необходимым.

Изготовленная несколько раз по вышеприведенной технологии антенна показала повторяемость результатов и с успехом используется для связи в сети TRAN.

ТЕЛЕСКОПИЧЕСКАЯ АНТЕННА «ДЕВЯТЫЙ ВАЛ»

Широкодиапазонные характеристики у антенн могут быть получены в результате применения телескопической конструкции, обеспечивающей изменение длины излучающей части в зависимости от изменения рабочей частоты. Благодаря этому на каждой из рабочих частот может быть обеспечено получение

оптимальных характеристик как для согласования антенны с фидером, так и для получения требуемой диаграммы направленности в вертикальной плоскости.

На рис. 6.200*а* показана схема телескопической антенны для диапазона частот 16,2 – 25,6 МГц с устройством согласования для участка диапазона частот от 1,6 до 4,65 МГц. Антенна состоит из четырех колен. Нижнее колено крепится к колонке из стеклопластика, которая устанавливается непосредственно на палубе. Схема подключения антенны к фидеру приведена на рис. 6.200*б*. Высота антенны 9 - 9,5 м. Емкостная нагрузка антенны выполняется в виде зонта из 5 - 6 штырей длиной 1 м и позволяет уменьшить высоту антенны приблизительно на 3 м. Штыри зонта крепятся к верхнему колену таким образом, что при вдвигании этого колена в предыдущее они поднимались вертикально, увеличивая высоту антенны на 1 м.

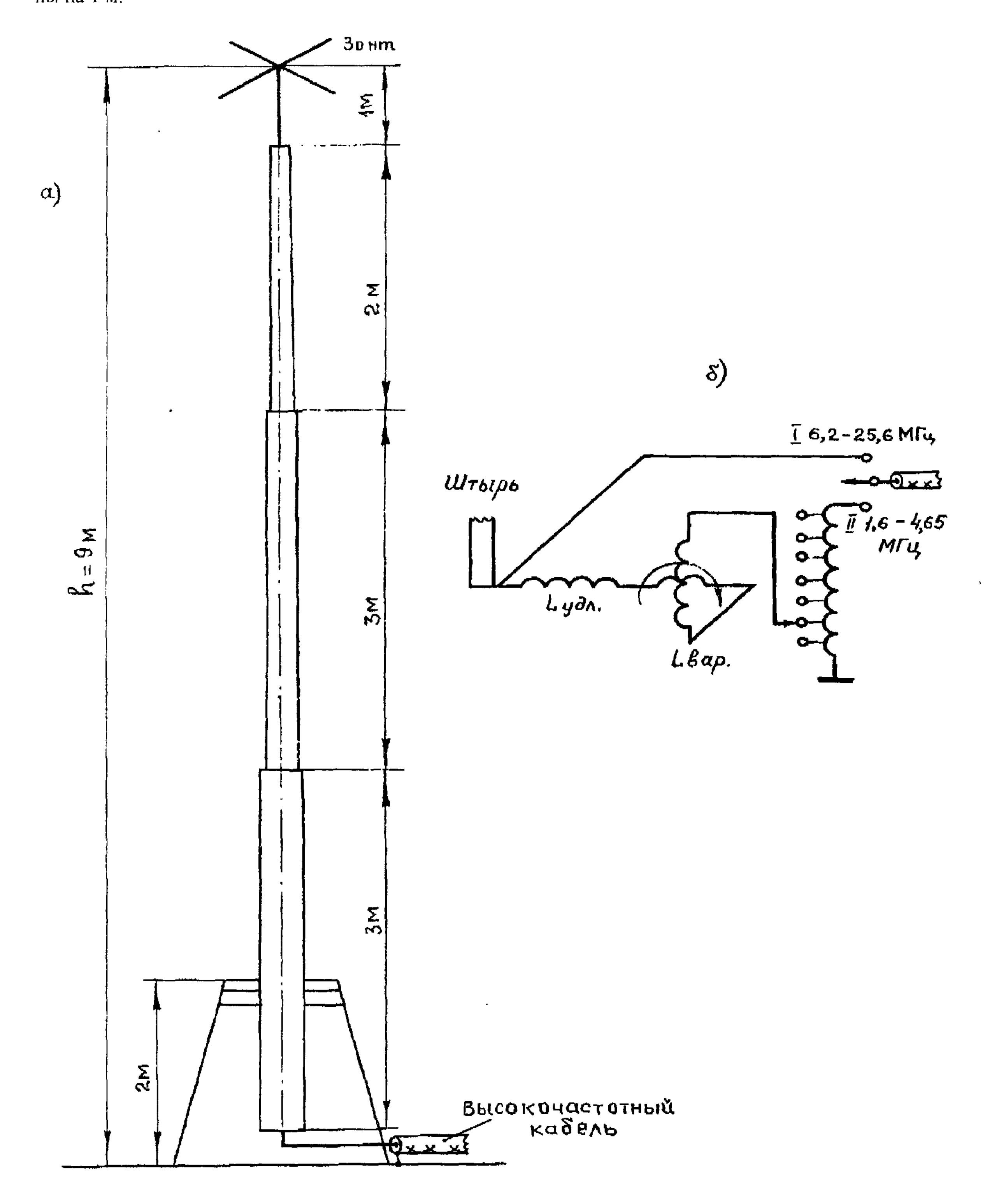


Рис. 6.200

Согласующее устройство состоит из последовательно соединенных удлинительной катушки, вариометра и автотрансформатора, рассчитанного на согласование суммарной величины активной составляющей входного сопротивления потерь в элементах удлинения с волновым сопротивлением высокочастотного кабеля.

В табл. 6-13 приведены ориентировочные значения входного сопротивления рассматриваемой телескопической антенны.

ТАБЛИЦА 6-13

f, МГц	h, м	R_A, Ом	X_A, Ом	$L_{удл} + L_{вар}$, мкГ	Примечания
1,600	9,0	3,8	-780	78	C_A=130 пФ;
2,182	9,0	4,5	-550	40	$L_{удл}$ = 38 мкГ;
3,000	9,0	6,4	-360	19	$L_{вар}$ = 7÷40 мкГ
4,200	9,0	10,5	-200	7	
6,260	9,0	40	-	-	
8,340	9,0	40	-	-	На этих частотах штыри поднять вверх и образуют продолжение антенны
12,500	6,0	40	-	-	
16,650	4,5	40	-	-	
24,000	3,1	40	-	-	
25,600	2,7	40	-	-	

Настройка антенны в диапазоне частот от 1,6 до 4,65 МГц может осуществляться с помощью автоматического запоминающего устройства, обеспечивающего настройку на любую из n заданных частот путем одновременной установки в соответствующие положения трех элементов антенного контура: удлинительной катушки, вариометра настройки и вариометра связи.

Принципиальным недостатком известных телескопических антенн, затрудняющим их практическое применение в качестве широкополосной КВ-антенны, является сложность конструкции и трудность обеспечения надежного контакта между раздвижными звеньями. Преодолеть указанное затруднение может разработка телескопической антенны с регулируемой высотой с пониженным волновым сопротивлением.

ЭФФЕКТИВНАЯ УКВ АНТЕННА

Для служебных любительских радиосвязей широко используются УКВ. Радиосвязь на УКВ имеет следующие преимущества: независимость от погоды, времени суток, года, малый уровень помех, небольшие габариты аппарату и антенн. Служебные радиосвязи на УКВ осуществляются с помощью подвижных, переносных и стационарных радиотелефонных станций. Они применяются на строительстве и в сельском хозяйстве, на нефтепромыслах, в лесхозах, на транспорте. В городах радиотелефонными станциями оборудуют автомашины скорой медицинской помощи, пожарные и аварийные автомашины, такси.

В качестве антенн обычно применяют вертикально расположенные четвертьволновый несимметричный или полуволновый симметричный вибраторы.

Диаграмма направленности вертикального вибратора в горизонтальной плоскости имеет форму окружности, что позволяет с успехом использовать его для установления связи в любом направлении вдоль земной поверхности. В вертикальной плоскости антенна имеет главный максимум излучения, расположенный вдоль земной поверхности, что особенно выгодно в случае низко расположенных антенн, столь характерных для подвижных объектов. Наиболее удобной в конструктивном отношении антенной подвижного объекта является четвертьволновый штырь. Увеличение напряженности поля в пункте приема возможно путем применения передающих антенн, создающих еще более направленное излучение в вертикальной плоскости. Одним из известных путей создания таких антенн для стационарных радиостанций является конструирование многоярусных коаксиальных антенн. Их усиление в 2,5 3,5 раза больше, чем у вертикального симметричного вибратора. Для сравнения диаграммы направленности в вертикальной плоскости этих антенн изображены на рис. 6.201*а*.

На рис. 6.201*а,б* показана коаксиальная антенна, которая состоит из трех симметричных вертикальных полуволновых разрезных вибраторов 1, 11, 111, расположенных на общей вертикальной мачте.

Каждое из плеч вибраторов имеет длину около λ/4, где λ – средняя длина волны рабочего диапазона. Вибраторы выполняют из металлической трубки с наружным диаметром 12-30 мм. Коаксиальный кабель проходит внутри плеч *б* – *е*. Центральная жила и внутренняя изоляция кабеля непрерывны во всей своей длине. Центральная жила припаяна к плечу а в точке 2. Оплетка кабеля оканчивается в точке 3 и имеет разрывы между точками 6 - 7 и 10 - 11. В точках 3, 6 , 7, 10, 11 она припаяна к трубкам.

Вибраторы также могут быть выполнены из оплетки кабеля этой же или другой марки, для чего снятую с кабеля оплетку следует надеть в виде чулка на наружную изоляцию фидера. Применение вибраторов из оплетки кабеля делает антенну более легкой, а при отсутствии трубок и избытке кабеля ускоряет ее изготовление.

Рис. 6.201.

Центральная жила кабеля и плечо а могут быть рассмотрены как одиночный провод конечной длины. В таком проводе устанавливается стоячая волна тока с узлом на конце. Волна, распространяющаяся по плечу а, не испытывает укорочения. Волна, распространяющаяся в коаксиальном кабеле, укорачивается (расчет коэффициентов укорочения см. в журнале «радио», 1964 год № 7, стр.31 - 32) Ввиду отсутствия оплетки кабеля между точками 6 –7 и 10 – 11 волна здесь не испытывает укорочения, однако из-за малой длины участков 50-70 мм с достаточной для практики точностью этим можно пренебречь. Плечи *б, в, г, д* питаются следующим образом. Под влиянием тока центральной жилы на внутренней поверхности оплетки наводится ток, который попадает и на наружную поверхность трубки. Ток, наводимый на внутренней

поверхности оплетки, противофазен току центральной жилы. При выходе на поверхность трубки ток меняет свое направление на 180°. И в точках питания антенны становится синфазным током центральной жилы. Ток плеча а является продолжением тока центральной жилы, ток плеча *е* – продолжением тока внутренней поверхности оплетки фидера. Известно, что синфазно питаемые и расположенные на одной линии вибраторы создают излучение, концентрированное в узком пучке, лежащем в плоскости, проходящей через эту линию. Для синфазного питания полуволновых вибраторов 1 , 11, 111 расстояние между вибраторами выбирается равным длине волны в кабеле $\lambda_к$. Задачу симметрирования антенны решают плечи вибраторов *б* – *е*, каждый из которых совместно с наружной поверхностью оплетки образует известный в радиотехнике симметрирующий «стакан».

Входное сопротивление одного полуволнового вибратора равно 75 Ом. С увеличением числа последовательно питаемых вибраторов входное сопротивление антенны несколько падает и при трех вибраторах достигает 50 Ом. Поэтому для питания антенны можно применять стандартные коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 75 и 50 Ом.

Общая длина антенны (расстояние между точками 1 – 12) равна

$$L=\frac{\lambda}{2}+(N-1)\lambda_к$$

где N – число симметричных полуволновых вибраторов антенны. На длинноволновом участке УКВ диапазона общая длина антенны может достигать больших размеров.

Если это создает конструктивные неудобства, то можно ограничиться двумя вибраторами 1 и 11 при некотором уменьшении усиления.

Мачту антенны изготавливают из дерева или другого непроводящего материала. Трубки крепят на изоляторах. Кабель между точками 4 – 5, 8 –9 крепят к мачте с помощью скобок. В точках 3, 6, 7, 10, 11 оплетку кабеля раскладывают равномерно по всей поверхности среза трубки и припаивают к ней. Промежутки 2 –3, 6 – 7, 10-11, а также зазоры между трубкой и кабелем в точках 4, 5, 9, 12 герметизируют пластилином.

λ/D	20	40	100	200	400	1000	2000	4000	10000
k	0,925	0,942	0,956	0,962	0,697	0,970	0,972	0,975	0,978

Пример расчета антенны

Задание. Рассчитать трехъярусную антенну для работы в диапазоне 144-146 МГц.

$$f_{ср}=145 \text{ МГц}$$

$$\lambda=\frac{300}{145}=2{,}07 \text{ м}$$

Применим трубку с наружным диаметром D=28 мм и внутренним диаметром d = 25 мм. Определяем длину плеча вибратора с учетом укорочения $l=k\frac{\lambda}{4}$, где k- коэффициент укорочения, зависящий от отношения длины волны к диаметру трубки λ/D .Значения этого коэффициента даны в таблице.

$$\frac{\lambda}{D}=\frac{2070}{28}=74$$

Интерполируя, находим k =0,95 Следовательно,

$$l=0{,}95\frac{2070}{4}=490$$

Выбираем кабель РК-50-7-12 с волновым сопротивлением 50 Ом и наружным диаметром 11,2 мм Внутренняя изоляция кабеля из полиэтилена, имеющего ε=2,5.

Определяем расстояние между точками питания вибраторов:

$$\lambda_к = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}} = \frac{2{,}07}{\sqrt{2{,}5}} = 1{,}38 \text{ мм}$$

Длина антенны:

$$L = \frac{\lambda}{2} + (N-1)\lambda_к = 1{,}04 + (3-1)\cdot 1{,}38 = 3{,}8 \text{ м.}$$

Описанная антенна была сконструирована и опробована на длинноволновом участке УКВ диапазона. Результаты эксплуатации в течении ряда лет подтвердили ее эффективные свойства.

АНТЕННА «НАУТИЛУС»

Рассмотрим вертикальную трехдиапазонную антенну (1,8; 3,5; 7 МГц), отличающуюся от большинства аналогичных многодиапазонных систем тем, что ее основание заземлено по постоянному току. В связи с этим антенна меньше «искрит» на прием и безопасна при грозе.

Электрическая схема антенны приведена на рис. 6.202.

Рис. 6.203

Рис. 6.202. *АНТЕННА «НАУТИЛУС»*

Антенна имеет электрическую длину λ/8 на 1,8 МГц, λ/4 на 3,5 МГц и чуть меньше λ/2 на 7 МГц. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости излучателей таких размеров многократно приводились в радиолюбительской литературе.

Собственно излучатель представляет собой мачту общей высотой 16,7 м, установленную на опорном изоляторе. Отрезки верхнего яруса растяжек 4 шт. по 2,5 м электрически соединены с мачтой и используются в качестве емкостной нагрузки, увеличивающей ее электрическую длину до указанных выше размеров.

В согласующем устройстве контур L_1, C_1 используется для согласования в диапазоне 7 МГц, катушка L_2 – в диапазонах 1,8 и 3,5 МГц. L_3 – дроссель, совместно с блокировочным конденсатором C_2 обеспечивающий выделение управляющего постоянного напряжения для коммутации реле. По высокой частоте L_3 имеет большое сопротивление и не оказывает влияния на работу антенны. В показанном на схеме положении реле (соответствующем отсутствию на центральной жиле коаксиального кабеля управляющего постоянного напряжения и, следовательно, при обесточенных реле) включен диапазон 1,8 МГц, в котором согласование осуществляется катушкой L_2. При подаче на центральную жилу кабеля постоянного управляющего напряжения положительной полярности через диод VD1 срабатывает реле K1 и переключает отводы у L_2, что соответствует диапазону 3,5 МГц. При этом верхняя по схеме часть L_2 достраивает излучатель до резонанса на 3,5 МГц, а нижняя часть L_2 с индуктивностью около 30 мкГн представляет большое реактивное сопротивление и фактически является дросселем, никак не влияющим на работу антенны в этом диапазоне.

При подаче на центральную жилу кабеля постоянного управляющего напряжения отрицательной полярности через диод срабатывают реле K2 и K3, подключая контактами K3.1 параллельно L_2 контур L_1C_1, а контактами K2.1 – центральную жилу кабеля (по ВЧ) к отводу L_1. Это положение соответствует диапазону 7 МГц. Активная часть входного сопротивления излучателя в этом диапазоне – около 200 Ом., поэтому отвод у L_1 сделан примерно от середины. Реактивная часть входного сопротивления излучателя копенсируется путем подстройки C_1. Подключенная параллельно L_1 катушка L_2 имеет индуктивность около 40 мкГн, поэтому и на 7 МГц представляет большое реактивное сопротивление и фактически никак не влияет на работу антенны и в этом диапазоне.

Антенна снабжена системой резонансных противовесов – 4 шт. длиной λ/4 на каждый диапазон. Для обеспечения молниезащиты точка соединения всех противовесов должна быть надежно заземлена на хорошую электротеническую землю, например на контур заземления дома.

На рис. 6.203 показан схема блока управления, которая включается между трансивером и кабелем антенны. C4 – разделительный контур, C5 и C6 – блокировочные. L_4 – дроссель. VD3, VD4 предназначены для защиты реле от случайного превышения напряжения на их обмотках. На входе $U_{упр}$ подается через переключатель диапазонов постоянное напряжение от любого двухполярного источника. Величина !!! определяется напряжением срабатывания примененных реле.

Конструкция и детали

Мачта антенны собрана из дюралевых или стальных труб. В последнем случае вдоль ее надо проложить 1-2 алюминиевые шины для исключения влияния плохих контактов в сочленениях труб. До высоты 11,5 м может идти стальная труба диаметром 50 мм, далее – две телескопически вставленные дюралевые трубы общей длиной 3,5 м. Верхняя свободно стоящая часть 1,7 м – дюралевый спиннинг диаметром 15 мм. Как показала практика, спиннинг обладает хорошей прочностью, упругостью и способен без проблем выдерживать значительные ветровые нагрузки. В качестве емкостной нагрузки используются отрезки верхнего яруса растяжек. Лучший материал для них – стальной тросик, допустим биметалл алюминий-сталь. Медные или стальные оцинкованные провода использовать нельзя – из-за разности потенциалов их электрический контакт с мачтой подвергается быстрой коррозии. К мачте помимо обычного механического крепления, концы емкостных нагрузок дополнительно крепятся алюминиевым хомутиком для надежного электрического контакта. Не показанная на рис.1 остальная часть оттяжек верхнего яруса выполнена из полиимидного шнура диаметром 4…5 мм.

Опорный изолятор должен иметь электрическую прочность ≥2 кВ (здесь и далее, где речь идет о предельных параметрах элементов имеется в виду мощность в кабеле 1 кВт. При меньшей мощности требования по электропрочности соответственно снижаются). Можно использовать фторопластовый цилиндр диаметром 65 мм и высотой 150 мм, верхняя часть которого на длине 50…70 мм обработана до диаметра соответствующего внутреннему диаметру нижней трубы 46 мм и плотно в нее вставлена. В нижней части фторопластовсго цилиндра на расстоянии примерно 20 мм от нижнего края перпендикулярно оси сверлится отверстие диаметром 8 мм. На крыше установлен и жестко закреплен анкерными болтами П-образный швеллер с расстоянием между ребрами 111 65 мм с двумя отверстиями на ребрах также диаметром 8 мм. В этот швеллер вставляется нижняя часть опорного изолятора до совпадения отверстий диаметром 8 мм. И затем шплинтуется болтом M8, на котором мачта может вращаться из горизонтального положения в вертикальное. Мачта поднимается из горизонтального положения полностью собран-

ной. Закрепляя швеллер, сориентируйте его так, чтобы в опущенном положении мачта лежала вдоль крыши наиболее удобно, ни за что не цепляясь.

Не следует бояться трудностей подъема высокой мачты, подъем такого штыря даже проще, чем трехдиапазонной Inv. V на мачте 11,5 м. В самом деле, вес алюминиевой части штыря (от высоты 11,5 до верха составляет 2…3 кг (в зависимости от примененных труб) , что меньше веса трех диполей Inv. V на 1,8 – 3,5 – 7 МГц, выполненных из медного провода диаметром 2,5 …3 мм или биметалла, закрепленных на кольце той же 11,5 метровой мачты.

Система заземления может быть любой из описанных в 2 для аналогичных антенн, лучшие результаты достигаются при резонансных противовесах, причем их желательно подстроить ГИРОМ по известной методике. При размещении антенны на крыше здания достаточно по 4 резонансных противовеса на каждый диапазон.

Катушка L_2 выполнена медным проводом диаметром 2,5…3 мм на каркасе диаметром 55 мм и содержит 44 витка с шагом 4 мм (общая длина катушки - 190 мм). Применять более тонкий провод для L_2 не следует, т.к. L_2 обеспечивает грозозащиту и заземление штыря по постоянному току. Отводы у L_2 подбираются при настройке. Заранее обеспечьте возможность пайки к виткам с 7 по 12 (считая снизу) и с 35 до конца. L_1 содержит 23 витка такого же провода (можно уменьшить его диаметр до 1,0 мм) на каркасе диаметром 50 мм и длиной 120 мм (отрезок пластмассовой водопроводной трубы) с шагом 5 мм. Отвод у L_1 подбирается при настройке. Заранее обеспечьте возможность пайки к виткам с 9 по 13. Конденсатор C1 – отрезок коаксиального кабеля длиной около 1 м. Можно использовать и подходящий КПЕ с пробивным напряжением ≥1кВ.С3,С4 – типа КСО на напряжение 250 В, С2, С5, С6 – любые. Дроссель L_3 содержит 150 витков провода диаметром 0,4 мм, виток к витку на каркасе диаметром 30 мм. Дроссель L_4 – такой же как и L_3. В качестве L_3, L_4 можно использовать любые подходящие дроссели без сердечников с индуктивностью ≥150 мкГн, не имеющие резонансов в рабочем диапазоне частот и выдерживающие до 500 В ВЧ напряжения. Максимальные токи и напряжения на реле даны в таблице 6-14.

ТАБЛИЦА 6-14

Реле	ВЧ ток через контакты	Напряжение между контактами					
		1 - 2	1 - 3	2 - 3	1 - корпус	2 – корпус	3 - корпус
K1	6A	2кВ	500В	500В	2кВ	500В	500В
K2	6A	500В	500В	500В	500В	500В	500В
K3	3A	2кВ	Нет	нет	2кВ	2кВ	нет

В последних трех столбцах таблицы имеются в виду ВЧ напряжения между соответствующим контактом и корпусом (или обмоткой) реле. Поскольку реле используются совместно с согласующим устройством, нет необходимости стремиться к минимальным паразитным емкостям и индуктивностям контактом (т.е. использовать ВЧ реле), поскольку это будет компенсировано при настройке. Приведенные данные помогают определить пригодность того или иного реле для работы в данной схеме.

Согласующее устройство выполнено в пластмассовой коробке, которая после завершения настройки закрывается и герметизируется. Клеммы 1…4 - - посеребренные или хромированные винты М5×40, играющие роль проходных контактов. Согласующее устройство электрически подключается без паек – через проходные винты 1…4 и соответствующие посеребренные или хромированные гайки, под которые подкладываются лепестки, припаянные к кабелю (клеммы 2…3) , зачищенный провод заземления (клемма 4) и алюминиевые шины от мачты (клемма 1). Применять иной материал гаек и винтов не следует – возникает коррозия. Механически согласующее устройство крепится снизу мачты у опорного изолятора.

Настройка

Для настройки вам понадобятся КСВ-метр с датчиком тока на ферритовом кольце (другие типы требуют большой мощности при измерении на 1,8 МГц), возможность пайки в согласующем устройстве, градуированный КПЕ, пассатижи с изолированными ручками.

Порядок настройки

1. Сначала снизу подайте в кабель 20...30 Вт мощности на средней рабочей частота диапазона 1,8 МГц (имейте при этом ввиду, что полоса пропускания антенны в этом диапазоне по уровню КСВ≤2 около 80 кГц) $U_{упр}$ – не подавать. Затем на крыше временно припаяйте контакт 2 реле К1 к восьмому витку L_2 (считая снизу) Включите КСВ-метр кабелем и СУ (до конца настройки). Изменяя число витков L_2 (проще всего это сделать, взяв изолированными пассатижами гибкий провод и поочередно касаясь верхних витков L_2) добейтесь выраженного минимума КСВ. Будьте осторожны, даже при малой мощности напряжение на L_2 достигает 200 В – можно обжечься. Затем, перемещая нижний отвод L_2, добейтесь, чтобы этот минимум стал равен 1. Окончательно закрепите вывод L_2 и ее нижний отвод.

2. Переключите передатчик в диапазон 3,5 МГц при той же мощности на средней частоте диапазона (полоса антенны в этом диапазоне ≥200 кГц). Подайте соответствующее $U_{упр}$. Затем на крыше, перемещая верхний отвод L_2, добейтесь минимума КСВ, который должен быть не более 1,3.

3. Переключите передатчик на 7050 кГц, подайте соответствующее $U_{упр}$. Затем на крыше временно припаяйте отвод L_1 к ее середине.

Подключите вместо C_1 градуированный КПЕ и, вращая его ротор, добейтесь выраженного минимума КСВ. Будьте внимательны – полоса согласования небольшая (около 300 кГц) и минимум легко проскочить. Затем, перемещая отвод по L_1, добейтесь КСВ=1. Окончательно закрепите отвод L_2. Считав со шкалы КПЕ примерное значение емкости C_1, заготовьте разомкнутый на конце отрезок коаксиального кабеля диаметром 9...15 мм с емкостью в 1,2...1,5 раза большей (подобрать на измерителе емкости). Кабель должен выдерживать до 1 кВ переменного напряжения. Установив этот отрезок кабеля вместо КПЕ на место C_1 и аккуратно отрезая от него небольшие кусочки, вновь добейтесь КСВ=1.

Результаты

Настроенная антенна на 1,8 МГц имеет КСВ=1 в середине диапазона на полосу пропускания по КСВ≤280 кГц. На 3,5 МГц КСВ в середине диапазона 1,2, а на краях диапазона (3,5...3,65) КСВ ≤1,6. На 7 Мгц КСВ =1 в середине диапазона, а на краях диапазона КСВ ≤ 3.

Распространено мнение, что вертикальные антенны мало пригодны в качестве приемных. Можно разделить это мнение, но только от части. Есть две основные причины приема вертикальной антенной помех:

- индустриальные помехи имеют преимущественно вертикальную поляризацию.
- местные помехи (земная волна в прямой видимости) приходят под малыми углами к горизонту.

Первая причина действительно ухудшает прием и спорить тут не о чем. Что же касается второй, рассмотрим подробнее.

Как известно, под малыми углами к горизонту приходит не только земная волна, но и сигналы DX-станций. Поэтому увеличение местных помех от земной волны сопровождается таким же ростом уровня сигнала DX-станций, т.е. отношение сигнал/помеха не ухудшается. Иная картина наблюдается при приеме станций на средних расстояниях (100...1500 км) Сигналы этих станций приходят под большими углами к горизонту, и из-за сжатого лепестка диаграммы направленности в вертикальной плоскости сигналы этих станций заметно ослабляются (на 2...3 балла по сравнению с полуволновым диполем), а уровень помех остается прежним. Естественно, отношение сигнал/помеха соответственно ухудшается.

Сигналы местных станций (≤50 км) приходят под малыми углами к горизонту и принимаются хорошо (это кстати, одна из причин, по которой штыри распространены на CB-Band 27 МГц для ближних связей).

Таким образом, если рядом с вами нет мощных источников индустриальных радиопомех (заводы, трамвайные парки и т.д.) и влияние первой причины относительно невелико, то вертикальная антенна не уступает на приеме простым горизонтальным антеннам (диполь, LW,IV и т.п.) при приеме станций, расположенных ближе 50 км и дальше 2000 км. При работе на средние расстояния есть заметный проигрыш в 2...3 балла, но как правило, сигналы таких станций на НЧ диапазонах велики и с этим можно мириться.

При работе на передачу картина та же – при трассах короче 1500 км вертикальная антенна заметно проигрывает горизонтальной . Ее выигрыш начинает сказываться при расстояниях более 2000 км и достигает 2...3 баллов при межконтинентальных связях.

АНТЕННА «АРАРАТ»

Антенны, многодиапазонная работа которых достигается включением элементов с сосредоточенными параметрами (катушек индуктивности и конденсаторов) получили широкое распространение у радиолюбителей. Ниже приводится описание двух антенн такого типа, предназначенных для работы в четырех любительских диапазонах (7, 14, 21, 28 МГц).

Первая антенна рис. 6.204 представляет собой прямой аналог широко распространенной антенны типа W3DZZ, но имеет почти в два раза меньшие геометрические размеры. В диапазоне 14 МГц параллельные контуры L_1 C_1 и L_2 C_2 эффективно отключают отрезки антенны AA' и BB', а оставшаяся часть антенны (ДД') работает при этом как обыкновенный полуволновый вибратор. На диапазоне 7 МГц геометрическая длина антенны меньше чем λ/2. Однако полное сопротивление контуров L_1C_1 и L_2C_2 в этом диапазоне имеет индуктивный характер, т.е. они работают как удлиняющие индуктивности, и электрическая длина антенны оказывается порядка λ/2. В диапазоне 28 МГц контуры L_1C_1 и L_2C_2 работают как укорачивающие емкости, так как их полное сопротивление в этом диапазоне имеет емкостный характер, электрическая длина антенны в этом случае порядка 5λ/2. В диапазоне 21 МГц эта антенна малоэффективна.

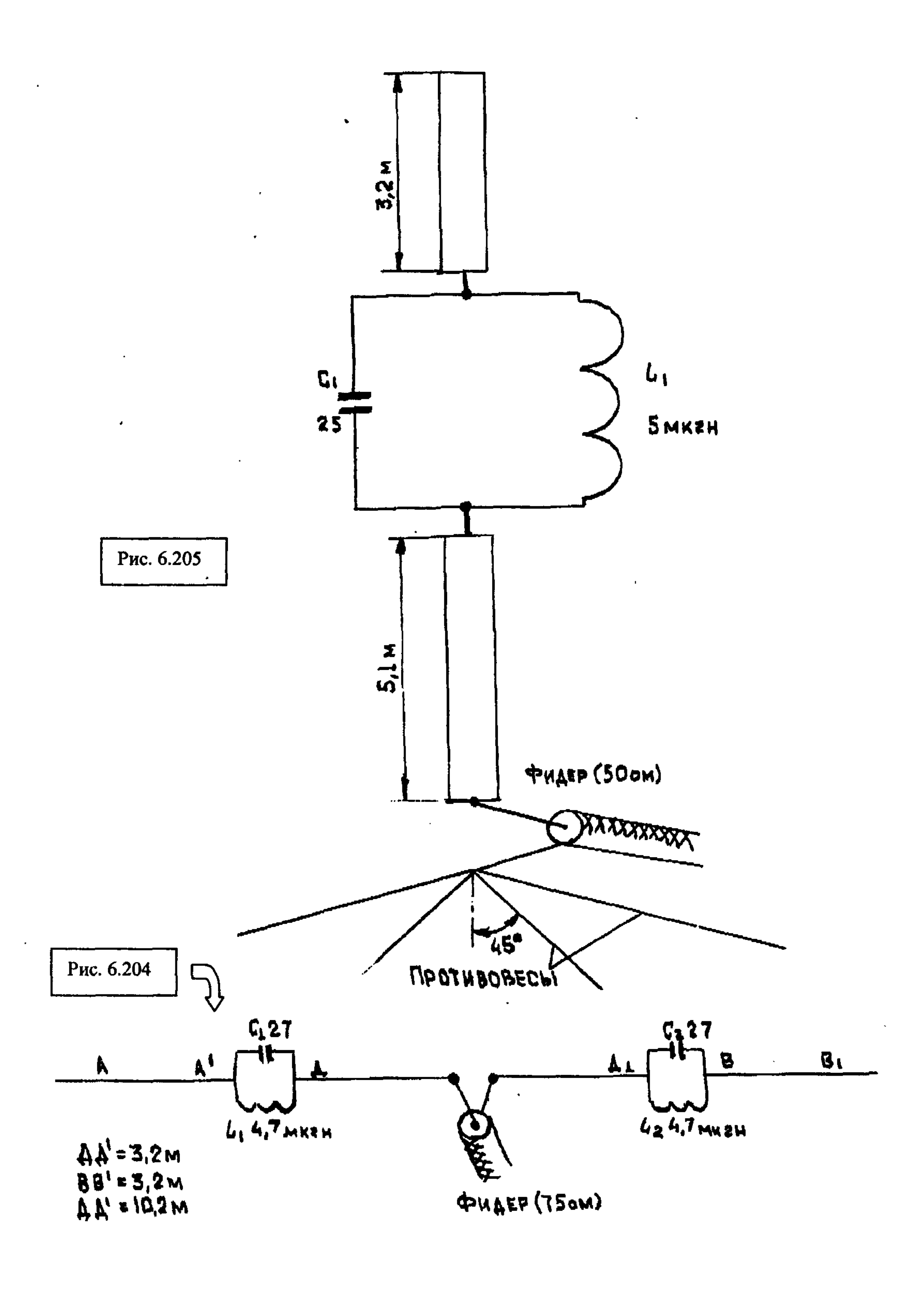


Рис. 6.205

Рис. 6.204

Конструктивно контуры L_1C_1 и L_2C_2 выполнены так. Отрезки АА′ и ВВ′ присоединены к центральному полотну антенны ДД′ через орешковые изоляторы. Параллельно каждому изолятору включают конденсатор емкостью 25 пФ, который должен быть рассчитан на соответствующее рабочее напряжение и реактивную мощность. Так как емкость дополнительных конденсаторов между проводами антенны, проходящими через орешковый изолятор, составляет величину порядка 2 пФ, то суммарная емкость контура будет 27 пФ. Конденсатор и орешковый изолятор помещают внутрь катушки индуктивности и весь узел закрывают стаканом из пластмассы для защиты от влаги. Катушки индуктивности L_1 и L_2 имеют бескаркасную намотку: диаметр катушки – 6 см, диаметр провода – 2 мм, шаг намотки – 4 мм, число витков – 10. Подгонкой индуктивности каждый контур настраивают (до подключения его к антенне) на частоту 14,1 МГц. Собрав антенну полностью, подбирают длину полотна ДД′ так, чтобы вся антенна имела резонанс на этой же частоте. Затем подбором длины отрезок АА′ и ВВ′ добиваются резонанса на частоте 7,05 МГц. Зависимость КСВ от частоты при использовании коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и при установке такой антенны на высоте 10 м над землей приведена в таблице 6-15

ТАБЛИЦА 6-15

Частота	КСВ
7,0 МГц	1,3
7,2 МГц	1,0
7,3 МГц	1,1
14,0 МГц	1,1
14,1 МГц	1,0
14,3 МГц	1,3
28,0 МГц	1,3
28,4 МГц	1,1
29,0 МГц	1,5

Вторая антенна рис.6.205 представляет собой, как нетрудно заметить вертикальный вариант антенны, описанной ранее. Она изготовлена из алюминиевых труб, которые в месте включения контура L_1C_1 соединены с помощью втулки, выполненной из диэлектрика. При питании антенны коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом и при наличии четырех противовесов длиной 10,5 м наклоненных под углом 45°, КСВ на всех четырех диапазонах не превышает 2.

ЭФФЕКТИВНАЯ АНТЕННА НА ПЯТЬ ДИАПАЗОНОВ

Как повысить эффективность вертикальной антенны *Ground Plane*? Если удалить пучность тока от крыши, то есть поднять повыше участки вертикального штыря и горизонтальных лучей, по которым протекают наибольшие токи, то потери на нагрев близких предметов уменьшатся.

Поскольку потери уменьшатся, количество горизонтальных лучей такой антенны можно сократить до двух.

Перевернутый *Ground Plane* для одного диапазона показана на рис. 6.206. Отрезок антенного канатика, образующий лучи, растянут капроновой леской диаметром 0,9 – 1 мм.

К середине отрезка подключен внутренний проводник коаксиального кабеля. Оболочка остается свободной и должна быть хорошо изолирована. Кабель отводится вертикально вниз или наклонно в плоскости, перпендикулярной отрезку. На удалении четверти волны от верхнего конца кабеля включена «пробка», преграждающая путь токам высокой частоты на внешней поверхности оболочки кабеля. «Пробкой» служит катушка индуктивности, связанная с резонансным контуром, вносящим в катушку большое сопротивление, то есть настроенным на частоту данного диапазона. Для устройства «пробки» кабель один или два раза пропускают сквозь ферритовое кольцо большого диаметра (лучше всего К32×16×8 из феррита 30ВЧ-2), на котором также наматывают контурную катушку, подключенную к конденсатору.

Контурную катушку можно сделать также в виде круглой рамки из двух-трех плотно сжатых витков хорошо изолированного провода (подходит тонкий коаксиальный кабель с внешней изоляцией из полиэтилена). Фидер в нужном месте свертывают в виток такого же диаметра, как и контурная катушка. Виток и контурную катушку прикладывают друг к другу вплотную и скрепляют изоляционной лентой.

Конденсатор контура должен быть достаточно высоковольтным и добротным при мощности передатчика 1000 Вт напряжение на нем может достигать 400-500 В.

Ориентировочные данные контурных катушек из многожильного провода диаметром 2 мм приведены в таблице 6-16.

ТАБЛИЦА 6-16

Диапазон, МГц	Число витков	Длина провода, см	Емкость конденсатора, пФ	Добротность
7	3	160	150	260
14	2	115	68	230
21	2	80	47	210
28	2	60	36	265

На характеристики кабеля «пробка» не влияет, поскольку она находится вне поля внутренних проводников. Ниже пробки поверхность кабеля практически нейтральна, поэтому длина фидера не ограничена, и он может лежать на крыше, касаться стены дома и т.д.

Рис. 6.206

Рис. 6.207

От однопроводной антенны нетрудно перейти к многодиапазонной. Для этого надо в нужных местах по длине лучей и кабеля установить «пробки» на соответствующие диапазоны. Можно также заменить систему пробок системой лучей разной длины, соединенных в пучности тока. Автор предпочел комбинацию – горизонтальную часть в виде лучей разной длины, в вертикальную – с набором пробок. Схема такой антенны на пять диапазонов показана на рис. 6.207.

Как видно из рисунка, горизонтальная часть состоит из трех пар лучей длиной по 10,5 и 2.5 м каждая (полный размах антенны – 20 м). Первая пара – для диапазонов 7 и 21 МГц, вторая для 14 МГц и третья – для 28 МГц. «Пробки» располагаются на фидере на расстоянии (от верхнего конца): 7.5 м – для 28 МГц (длина вертикальной части при этом составляет 0,75 λ, что дает дополнительный выигрыш), 3,5 или (лучше 10,5 м - для 21 МГц, 5 м – для 14 МГц, 10 м – для 7 МГц. Эти размеры ориентировочны и должны быть уточнены при настройке. Для работы на 3,5 МГц оплетку кабеля сразу же после нижней пробки заземляют – соединяют с металлической оградой или арматурой железобетона.

Входное сопротивление антенны на четырех высокочастотных диапазонах близко к пятидесяти омам, поэтому в качестве фидера лучше всего применять кабель с таким же волновым сопротивлением. Входное сопротивление в диапазоне 3,5 МГц в значительной мере зависит от местных факторов и может превышать 100 Ом.

Настройка антенны сводится к определению минимума КСВ в каждом диапазоне. Затем следует передвинуть пробки на расстояние, пропорциональное смещению минимумов и снова проверить КСВ. Настройка на 3.5 МГц может выполняться либо смещением точки заземления, либо включением в цепь заземления сосредоточенных индуктивности или емкости.

ПРОСТЫЕ МНОГОДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ

Рассмотрим, как можно сделать распространенную антенну *GP*, состоящую из четвертьволнового штыря и противовесов, многодиапазонной. Подключим к вершине штыря *АБ* (рис. 6.208), работающего на частоте f_1, дополнительный отрезок *ДЕ* через короткозамкнутый шлейф *БВГД*, электрическая длина которого равна λ/4. Известно, что на частоте f_1 сопротивление такого шлейфа между точками *Б* и *Д* близко к бесконечности, то есть отрезок *ДЕ* изолирован от нижней части штыря и не влияет на его работу. На частоте ниже f_1 короткозамкнутый шлейф будет иметь небольшое индуктивное сопротивление и отрезок *ДЕ* окажется подключенным к вершине штыря *АБ* через индуктивность.

Если подобрать длину отрезка *ДЕ* так, чтобы вся система представляла собой четвертьволновый штырь на частоте f_2 и добавить противовесы соответствующей длины, мы получим двухдиапазонный *GP*. Полная длина штыря из-за действия индуктивности будет несколько меньше, чем $\lambda_2/4$.

Как выполнить подобную антенну конструктивно, чтобы она была механически прочной и выдерживала большие ветровые нагрузки. Рассмотрим возможную конструкцию шлейфа. Если сделать его из таких же трубок, что и штырь, длина будет точно равна длине штыря. Это позволяет несколько изменить схему подключения штырей, совместив их функции с функциями четвертьволнового шлейфа, как показано на (рис. 6.208*б*). Для диапазона 28,21 и 14 МГц оптимальное расстояние между штырями составляет

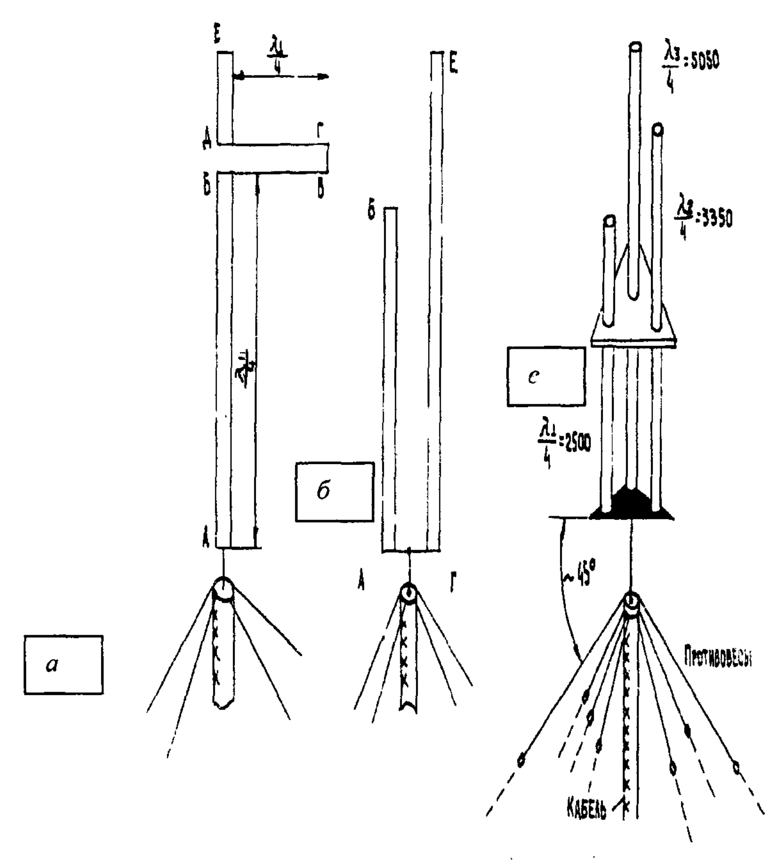


Рис. 6.208.

25 – 30 см при диаметре штырей 17 – 25 мм.

Практическая конструкция трехдиапазонной антенны 28, 21 и 14 Мгц показана на (рис. 6.208*в*). Штыри выполнены из трубок диаметром 20 мм, расстояние между ними - 25 см. Внизу штыри приварены к металлическому основанию. Положение штырей зафиксировано несколькими треугольными пенопластовыми изоляторами (на рис. 6.208*в*) показан один из них). Противовесы выполнены из медной проволоки диаметром 2 мм. Четыре из них имеют длину 5,05 м, два - 3, 5 м, два – 2,62 м. В качестве фидера использован 50-омный коаксиальный кабель. Настройку антенны начинают с диапазона 14 МГц. Изменяя угол между противовесами длиной 5,05 м и штырями, добиваются минимального значения КСВ на средней частоте диапазона. Затем подключают противовесы длиной 3,35 м и, изменяя их длину и угол наклона, получают минимум КСВ на средней частоте диапазона 21 МГц. Последним настраивают элементы диапазона 28 МГц таким же способом.

КСВ
2,2
2,0
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
28,0 28,5 29,0 F, МГц

КСВ
а
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
21,0 22,2 21,4 F, МГц

КСВ
1,2
1,1
1,0
14,0 14,1 14,2 14,3 F, МГц

Рис. 6.209

Полученные практические значения КСВ для каждого диапазона приведены на рис. 6.209.

В четырехдиапазонном варианте 28 – 7 МГц к антенне следует добавить еще один штырь длиной 10,12 м, расположив штыри по углам квадрата со стороной 25 см, и четыре противовеса длиной до 10,3 м.

Конструктивно эту антенну можно выполнить иначе, поместив штыри один внутри другого рис. 6.210. Правда, в этом случае антенна будет более узкополосной из-за того, что коаксиальные короткозамкнутые четвертьволновые шлейфы имеют меньшее волновое сопротивление.

В принципе антенну пятого диапазона – 3,5 МГц тоже можно сделать вертикальной. Однако высота ее штыря должна быть равна примерно 21 м. Естественно, такая конструкция под силу немногим радиолюбителям. Гораздо проще применить для этого диапазона горизонтальный диполь. Использовав свойства четвертьволновых короткозамкнутых шлейфов можно и эту антенну сделать многодиапазонной. Конструктивно просто получается двухдиапазонная антенна на 3,5 и 7 МГц. Дело в том, что для диапазона 7 МГц, имеющего ширину всего 100 кГц, шлейф можно изготовить из коаксиального кабеля. Длина шлейфа при этом уменьшится в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, где ε – диэлектрическая проницаемость диэлектрика кабеля (для полиэтилена $\sqrt{\varepsilon}$ =1,5).

Схематично диполь на 3,5 и 7 МГц показан на рис. 6.211*б*. Вначале изготавливают два одинаковых четвертьволновых короткозамкнутых шлейфа длиной примерно по 6,7 м. Точную длину шлейфа определяют следующим образом. К любому генератору, генерирующему колебания частотой 7,05 МГц подключают высокочастотный вольтметр и измеряют напряжение. Параллельно вольтметру подключают отрезок кабеля несколько большей длины и, замыкая на его противоположном конце оплетку с жилой

(например, шилом), находят положение при котором вольтметр покажет такое же напряжение, которое было до подключения кабеля. Настройку антенны начинают с диапазона 7 МГц, изменяя длину обеих плеч диполя в точках *а, а'* до получения минимального КСВ. Затем изменяют длину плеч диполя в точках *б, б'* добиваясь минимального КСВ в диапазоне 3,5 МГц. Если длина четвертьволнового шлейфа была определена правильно, изменение длины диполя в точках *б, б'* не повлияет на настройку диполя в диапазоне 7 МГц.

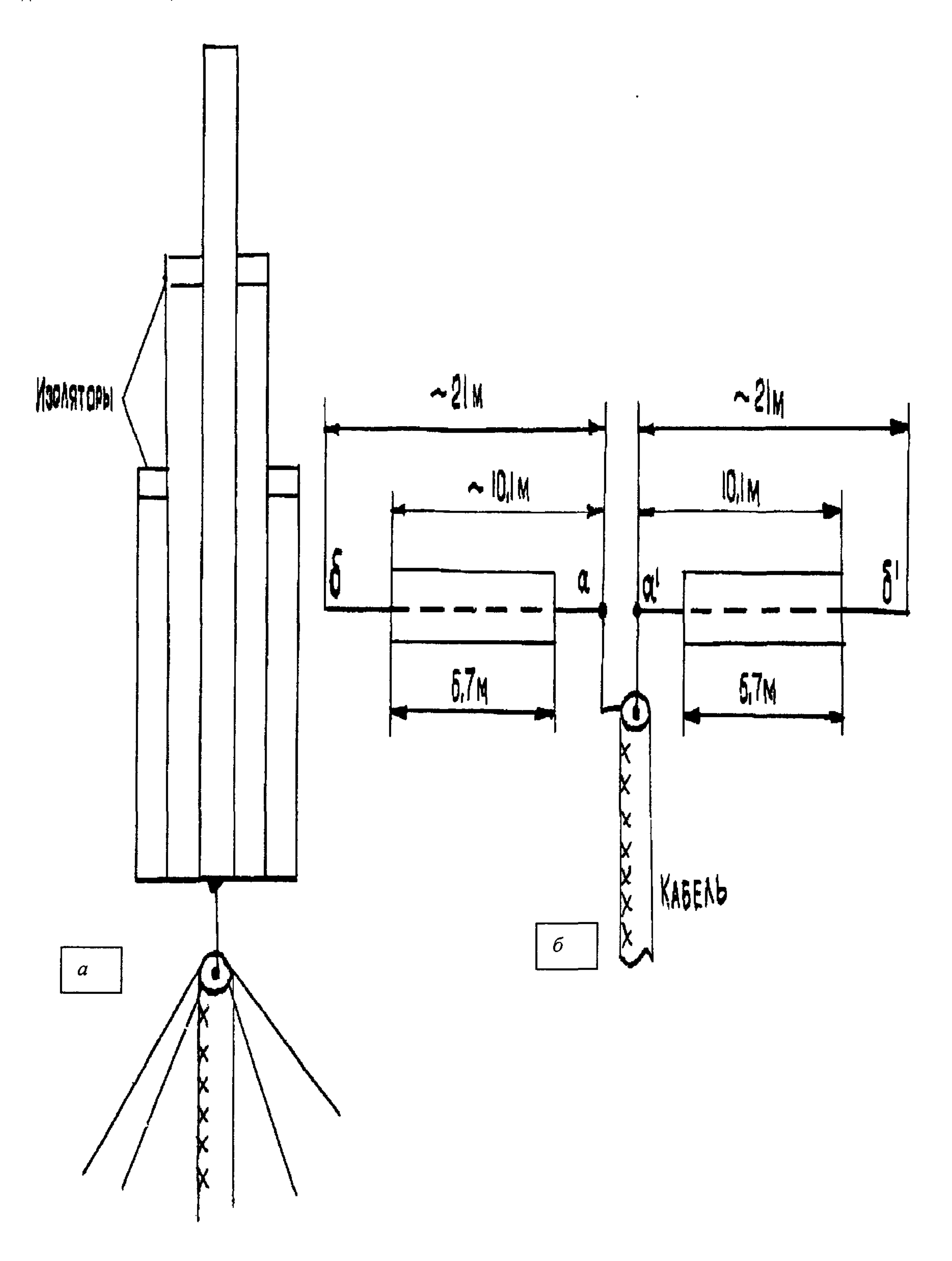
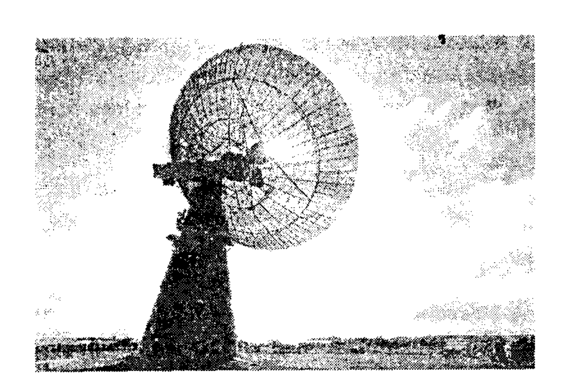


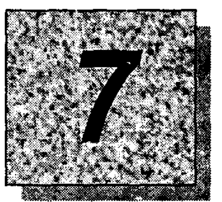
Рис. 6.211

Как и обычный диполь, двухдиапазонную антенну лучше всего питать через симметрирующее устройство (например, трансформатор на ферритовом кольце) кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом.



РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ





СОДЕРЖАНИЕ стр.

СРАВНЕНИЕ «КВАДРАТОВ» И «ВОЛНОВЫХ КАНАЛОВ»

Широкое распространение квадратов привело к необходимости сравнивать их характеристики с параметрами другой популярной у радиолюбителей антенны — «волнового канала».

В таблице приведены результаты измерений характеристик некоторых антенн «квадрат» и «волновой канал», заимствованные из журнала «QST», 1968 г. №5. Из нее следует, что параметры обоих антенн примерно одинаковы, если сравнивать «волновые каналы», имеющие на один элемент больше, чем «квадраты». При одинаковом же числе элементов «квадрат» будет иметь усиление примерно на 2 дБ больше. По нашим данным эту цифру можно увеличить, по крайней мере, до 2,5 дБ, если выбрать оптимальными расстояния между элементами.

ТАБЛИЦА 7-1

Параметры антенны	«Квадрат»			«Волновой канал»		
Количество элементов	2	4	6	3	5	7
Усиление относительно изотропного излучателя, дБ	8,2	11,5	13,4	8,8	12	13,3
Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности, град	60	50	39	61	47	40

Чтобы понять физическую причину такой существенной разницы, нужно рассмотреть направление токов в рамке — элементе «квадрата» и в полупроводниковом диполе — элементе «волнового канала». Установлено, что в формировании диаграммы «квадрата» принимают участие только токи, протекающие в горизонтальных частях рамки, поскольку поля от токов, протекающих в вертикальных частях взаимно компенсируются. Поэтому рамка эквивалентна системе из двух синфазно возбуждаемых укороченных вибраторов, разнесенных по высоте на расстояние λ/4. Известно, что диаграмма направленности в вертикальной плоскости такой системы по сравнению с диаграммой одиночного диполя имеет меньший угол и, следовательно, ее усиление оказывается выше. Количественно в выигрыш в усилении в зависимости от параметров и высоты подъема обоих элементов может составлять от 2,2 до 3,1 дБ. Этот выигрыш можно определить по формуле, справедливой с достаточной точностью для КВ диапазонов:

$$A = \frac{40000}{\Theta_г \Theta_в}$$

где A — коэффициент усиления;

$\Theta_г$, $\Theta_в$ — ширина диаграмм направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

Поставим в формулу средние значения $\Theta_г = 180°$ и $\Theta_в = 135°$ для диполя, $\Theta_г = 170°$ и $\Theta_в = 80°$ для рамки, получим, что усиление диполя равно 1,64 раза или 2,15 дБ (по мощности), усиление рамки — 2,94 раза или 4,68 дБ. Таким образом, средний выигрыш в усилении составляет 2,53 дБ. Эта цифра реальна и подтверждается на практике.

Подобный же выигрыш достигается и при расположении рамки углом вниз, используемом во многих конструкциях. Этот вариант отличается от разработанного выше лишь тем, что в нем диаграмму направленности формируют горизонтальные составляющие токов, протекающие во всех четырех сторонах рамки, а поля от вертикальных составляющих компенсируются.

ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ. КПД. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ КЛАССИЧЕСКОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Рассмотрим несколько типов рамочных антенн, расположенных вертикально в свободном пространстве рис. 7.1. В этом случае их диаграмма направленности в горизонтальной плоскости практически совпадает с диаграммой направленности диполя, хотя и будет гораздо острее, чем у него за счет того, что часть антенны расположена вертикально, рамка излучает довольно большой уровень вертикально поляризованной волны. Диаграмма направленности рамочной антенны в вертикальной плоскости овал, причем с небольшими максимумами, направленными к противоположным вертикальным сторонам. Этим объясняется то, что иногда лучше слышат, когда рамка направлена параллельно оси корреспондента, т.е. по минимуму горизонтально поляризованного излучения на него. В этом случае QSO проходит на вертикально поляризованной волне, которая к тому же часто имеет более пологий угол излучения, особенно в случае малых высот подвеса рамочной антенны.

Приведенные расчеты входного сопротивления рамки и ее коэффициент усиления относительно диполя показаны в табл. 7-2. Эти данные получены теоретически, поэтому на практике возможны слу-

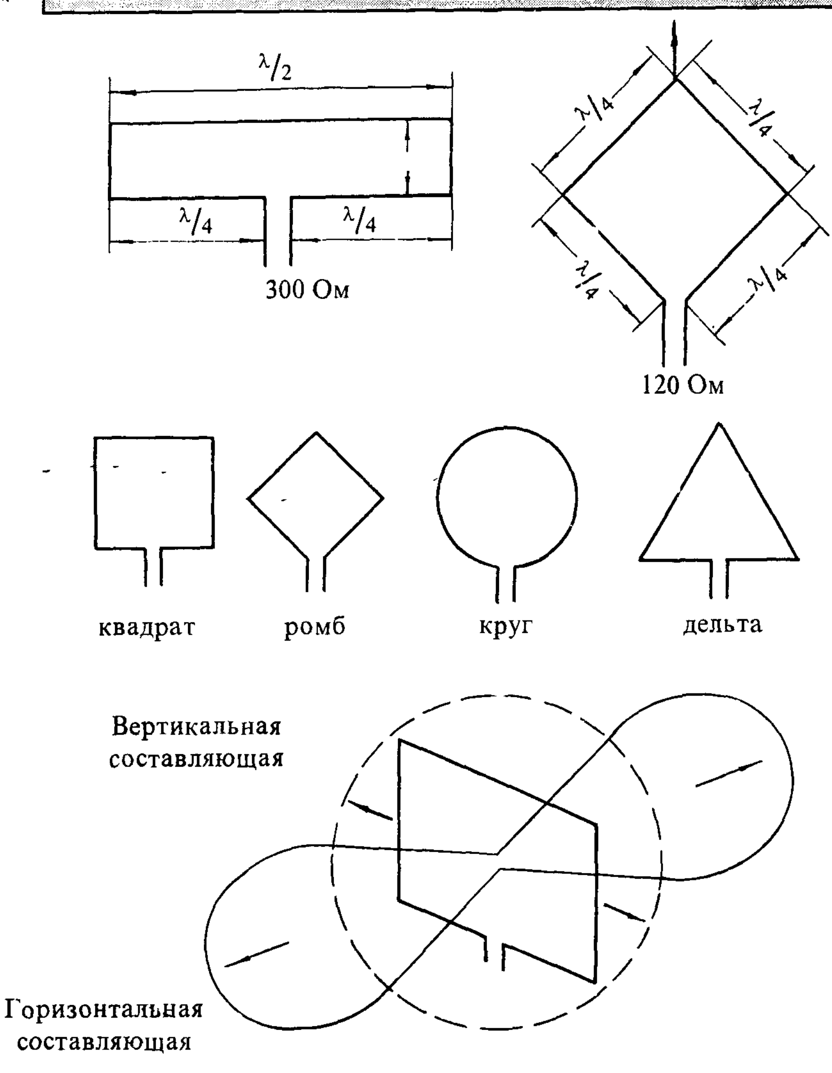


Рис. 7.1

чаи расхождения полученных результатов. Из этой таблицы видно, что рамочная антенна любой конфигурации имеет коэффициент усиления выше, чем у диполя. Наибольший уровень вертикальной составляющей имеет антенна в форме дельты — что и понятно, т.к. у нее наибольшая длина вертикальной части антенны. Наибольшее усиление имеет круглая рамка, т.к. именно круг охватывает наибольшее пространство. Здесь видна физика работы — чем больше пространство охватывает антенна — круг, квадрат, треугольник — тем выше усиление, обеспечиваемое ею. Входное сопротивление наибольшее у круглой и наименьшее у дельты. Эта величина также связана с коэффициентом усиления антенны. Коэффициент полезного действия рамочной антенны чуть выше КПД диполя и реально легко достижим значения в 90% и более.

ТАБЛИЦА 7-2

Вид рамки	Усиление относительно изотропного излучателя, дБ	Сопротивление излучения, Ом	Уровень вертикальной составляющей (О. И. И.), дБ
(квадрат)	3,14	117	-3,01
(круг)	3,49	133	-3,74
(ромб)	3,14	117	-2,7
(дельта)	2,82	106	-2,09

Все это относилось к вертикальным рамкам, расположенным в свободном пространстве. Но уже при подвесе нижней части рамки на высоту не менее четверти длины волны, можно считать такую рамку идеальной и данные, приведенные здесь, верны для нее.

Но иногда можно встретить описание рамочных антенн, имеющих нетрадиционную конфигурацию с целью лучшего согласования антенны с фидером. Например, рамочная антенна рис.   имеющая входное сопротивление, близкое к 60 Ом. Это дает возможность запитать ее непосредственно коаксиальным кабелем одного из двух номиналов — 75 или 50 Ом. Но здесь надо понимать, что в рамочной антенне коэффициент усиления и ее входное сопротивление связаны прямо пропорционально — чем выше входное сопротивление, тем выше ее коэффициент усиления.

Для приведенной в этой статье рамки коэффициент усиления (как указано в этой же статье) будет составлять всего 1 дБ по сравнению с диполем. Это меньше, чем для рамки, имеющей классические формы см. рис. 7.2. Но, конечно, при изготовлении рамки на низкочастотные диапазоны и при наличии невысоких опор для установки антенны, данные о таких типах рамок могут быть весьма полезными.

РАЗМЕРЫ КЛАССИЧЕСКОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Как было показано, рамка является видом петлевого диполя. Отсюда можно предположить, что так как она содержит полную длину петлевого диполя, то ее периметр и будет равен периметру петлевого диполя. Но длина плеча петлевого диполя чуть меньше четверти длины волны, из-за влияния концевой емкости и равна примерно 0,248—0,249λ рис. 7.3.. В зависимости от диаметра провода, из которого выполнен диполь. В рамочной антенне влияние торцевых емкостей отсутствует, и здесь, наоборот, присутствует эффект уменьшения физической длины рамки из-за взаимодействия излучающих сторон. В этом случае, при использовании формы квадрата длина рамки равна 1,01—1,02 длины волны рис. 7.4. При использовании другой фигуры построения рамки общая длина ее будет такой же, но если рамка размещена на малой высоте, если около нее находятся посторонние предметы, возможно, что придется подобрать длину рамки. В любом случае, ее длину придется немного уменьшить. Рамку также в этом случае настраивают по минимуму КСВ на диапазоне. В табл 7-3 приведены размеры рамочных антенн для всех любительских КВ и части УКВ-диапазонов. При построении рамочных антенн диаметр провода не влияет на ее длину, как это происходит в случае построения дипольных антенн. Но здесь больше выражено то, что при увеличении диаметра провода возрастает широкополосность антенны. Но уже при диаметре провода 1—2 мм рамочная антенна, выполненная из него, перекрывает любой любительский диапазон от 1,8 до 144 МГц и дальнейшее увеличение диаметра провода ее полотна приводит лишь к увеличению механической прочности антенны и лишь немного увеличивает ее КПД. Конечно в случае использования толстого провода можно подходить к проблеме согласования менее тщательно, меньше будет проявляться и влияние посторонних предметов на рамку.

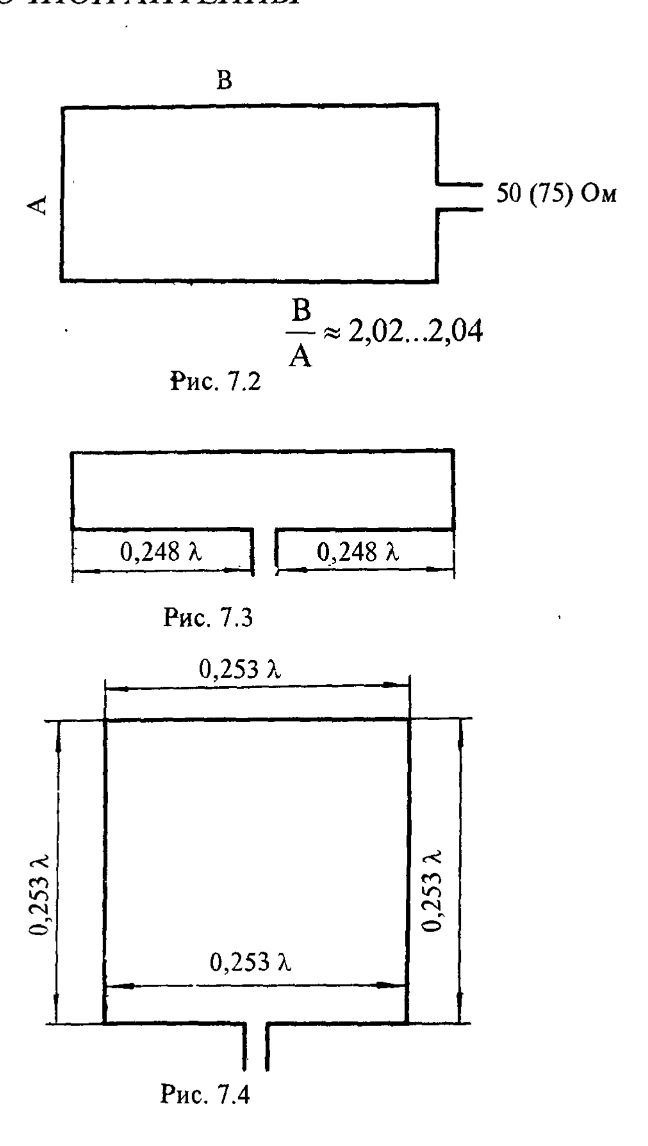


Рис. 7.2

Рис. 7.3

Рис. 7.4

Именно из-за использования разных диаметров провода, высоты подвеса и форм рамки происходят различия в данных о параметрах рамки, приводимые различными радиолюбителями — входном сопротивлении, а, следовательно, и питании и согласовании, рабочем диапазоне частот и усилении рамки. Но оптимум будет при круглой рамке с параметром 1,01—1,02 длины волны, подвешенной вертикальной на высоту не ниже четверти длины волны.

ТАБЛИЦА 7-3

Диапазон, м	160	80	40	30	20	17
F, МГц	1,89	3,6	7,05	10,12	14,2	18,1
Длина рамки. м	162	84,6	43,2	30	21,4	16,8

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 7-3

Диапазон, м	15	12	11	10	6	2
F, МГц	21,2	24,9	27	28,5	51	145
Длина рамки, м	14,36	12,2	11,3	10,7	5,97	2,1

Что еще важно знать при построении рамочной антенны — так то, что точка, лежащая против точек питания рис. 7.5. имеет нулевой потенциал.

Это может быть очень полезно при построении рамочных антенн — например, можно заземлить полотно антенны на мачту или на траверсу рис. 7.5. Такое заземление значительно обезопасит работу в предгрозовой период, а также уберет электростатический потенциал с антенны, да и просто может быть удобным при ее построении. Но если заземление антенны сделано, ее необходимо питать только через симметрирующее устройство. Питание ее без симметрирующего устройства может снизить ее эффективность на 0,5—1,5 дБ, особенно это относится к рамкам, выполненным на низкочастотные диапазоны, где различные рассимметрирующие влияния наиболее велики.

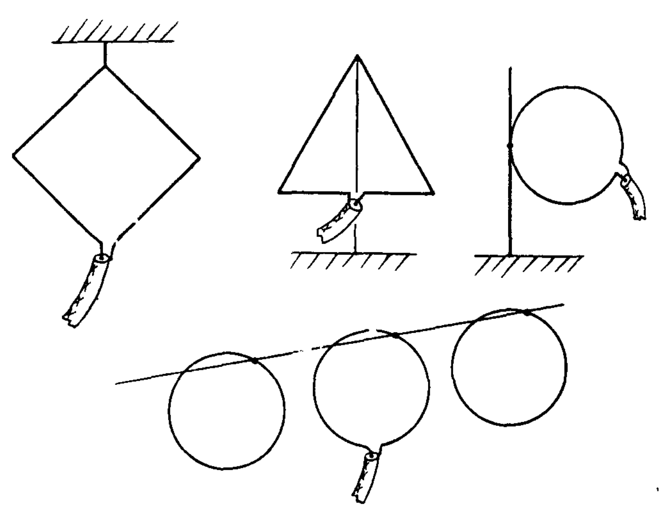
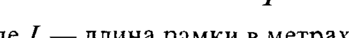


Рис. 7.5

Формула для расчета периметра рамочной антенны приведена ниже



$$L = \frac{300 \cdot K}{F},$$

где L — длина рамки в метрах;

F — частота в мегагерцах;

K — коэффициент удлинения.

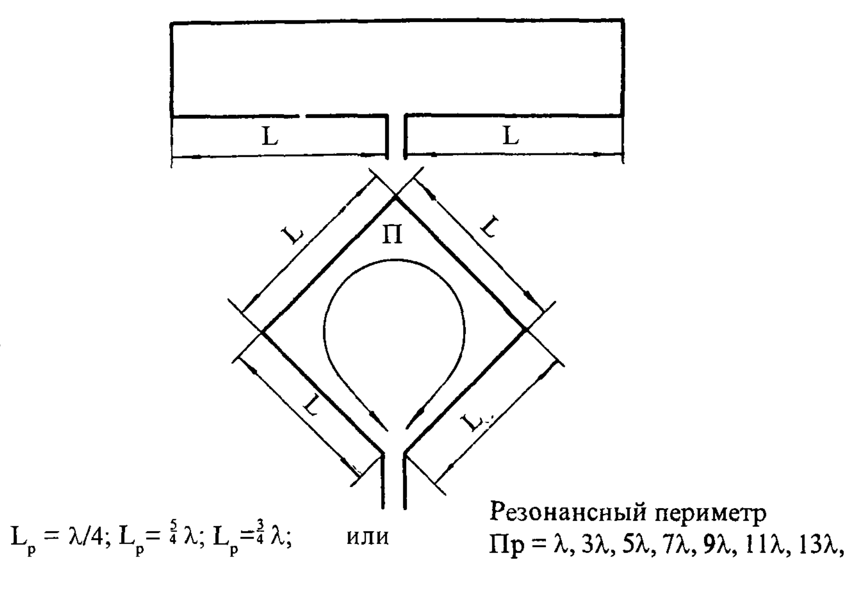
Он примерно 1,01 в случае использования толстого провода — 3 мм и более 1,02 в случае использования провода диаметром менее 2—1 мм.

РАБОТА РАМКИ ПЕРИМЕТРОМ ЗНАЧИТЕЛЬНО БОЛЬШЕ ДЛИНЫ ВОЛНЫ

Еще бытует версия, что чем больше периметр рамки, тем больший рабочий диапазон она может охватить. К сожалению, это не так. Рамочная антенна — это резонансная антенна, и она может работать только в резонансном диапазоне частот. На рис. 7.6. показаны частоты антенны и приведена таблица резонансных частот рамок различной длины. Хотя теоретически усиление длинной рамки выше, чем у короткой, реализовать его без настройки длинной рамки в резонанс и затем согласования ее с линией питания невозможно. Из этой таблицы видно, ни одна из рамок не может обеспечить удовлетворительной многодиапазонной работы в нескольких любительских диапазонах, т. к. рамка не настроится в резонанс. Но при использовании тюнера, конечно, можно осуществить согласование и обеспечить удовлетворительную работу антенной системы во всех диапазонах, лежащих выше длины волны, на которую настроена рамка.

Нельзя здесь не отметить классическое согласование рамки для многодиапазонной работы, предложенной в ряде работ. Более просто и красиво трудно придумать (см. рис. 7.7.). Здесь согласование рамки происходит за счет индуктивности, включенной симметрично по обоим сторонам рамки. Эта индуктивность обеспечивает распределение токов в антенне таким образом, что рамка резонирует кроме 160 метров еще и на 80, 40, 20, 15 и 10 метров. Настройка системы в данном случае заключается лишь в

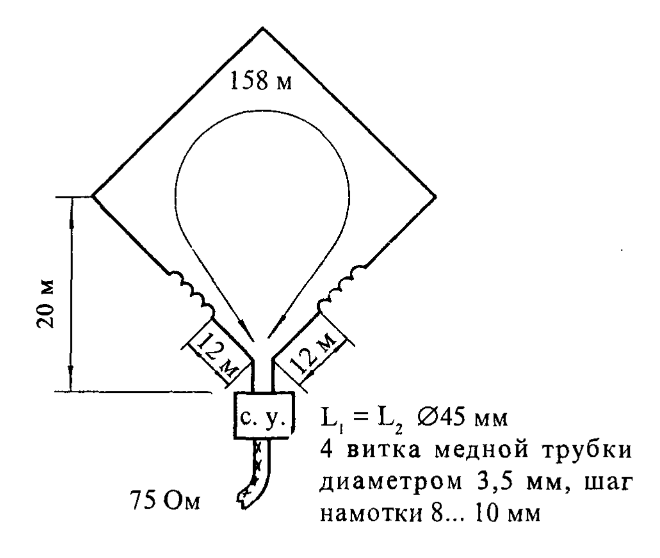
настройке рамки в резонанс на 160 м и небольшой подстройке индуктивностей для достижения резонанса в других диапазонах. Без этих индуктивностей антенна строится только на 160 м. Но все же для обеспечения удовлетворительной работы необходимо использовать свою рамку для каждого диапазона. Использование рамочной антенны с согласованием на высших диапазонах можно рассматривать лишь как вспомогательный вариант антенны. То же самое относится и к антеннам типа LAZY DELTA (ленивая дельта), которая из-за выбора геометрии построения и, следовательно, нечетных резонансов, может обеспечивать неплохое согласование в нескольких любительских диапазонах, но все равно эти диапазоны не будут для нее чисто резонансными, а следовательно и нельзя ожидать эффективной работы в них.



$L_p = \lambda/4$; $L_p = \frac{5}{4}\lambda$; $L_p = \frac{3}{4}\lambda$; или Резонансный периметр Пр = λ, 3λ, 5λ, 7λ, 9λ, 11λ, 13λ,

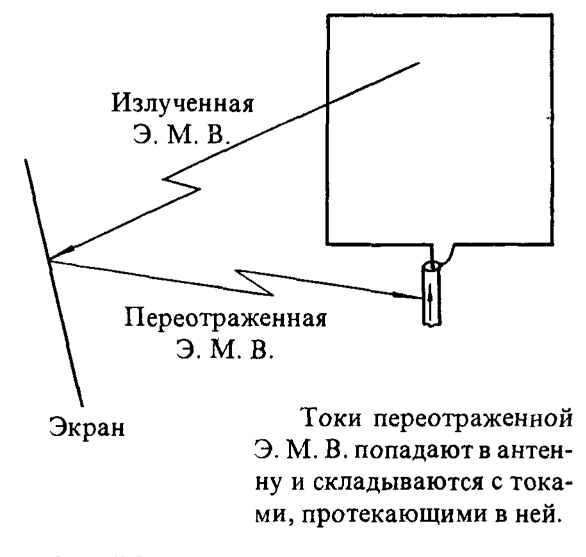
Основной резонанс	3	5	7	9	11	13
6	18	30	42	54	66	78
10	30	50	70	90	110	130
12	36	60	84	108	132	156
15	45	75	105	135	165	—
17	51	85	119	153	—	—
20	60	100	140	180	—	—
30	90	150	180	—	—	—
40	120	200	280	—	—	—
	Длины рамок, гармониковых (n), резонансов, м					

Рис. 7.6



$L_1 = L_2$ ∅45 мм
4 витка медной трубки диаметром 3,5 мм, шаг намотки 8... 10 мм

Рис. 7.7



Токи переотраженной Э. М. В. попадают в антенну и складываются с токами, протекающими в ней.

Рис. 7.8

Диаграмма направленности рамки на гармониках будут примерно совпадать с диаграммой направленности рамки на основной ее рабочей чистоте, но уровень вертикальных лепестков будет больше, расположены они будут положе, чем основная диаграмма направленности, и общая диаграмма направленности в горизонтальной и вертикальной плоскости будет разбита на более мелкие лепестки.

ПИТАНИЕ РАМОЧНЫХ АНТЕНН

Правильное питание любой антенны является необходимым для ее эффективной работы. В случае использования рамочной антенны следует помнить, что это симметричная антенна, и, следовательно, она требует симметрирующего устройства возможно рассиметрирование, т.е. будет наводка переотраженной от различных предметов электромагнитной волны на внешнюю оболочку коаксиального кабеля, затем попадание этой переотраженной энергии в антенну, рис. 7.8. В этом случае токи, наведенные на внешней оболочке, попадая в антенну, складываются с токами, возбуждаемыми передатчиком, что приведет к увеличению КСВ и возникновению дополнительных помех, т.к. в этом случае оболочка кабеля будет тоже излучать. Этот эффект также приведет к тому, что во время приема коаксиальный кабель будет обладать «антенным» эффектом, т.е. энергия радиоволн, наведенная на внешней оболочке, попадает на вход приемника.

Простейшее симметрирующее устройство — это 2 (на 29 МГц) — 10 (на 1,8 МГц) витков коаксиала на достаточно большом ферритовом кольце (проницаемость не играет роли), например, от отклоняющей системы телевизоров, или 10 (на 28 МГц) — 30 (на 1,8 МГц) витков коаксиала на пластиковой бутылке из-под шампуня рис. 7.9.. В этом случае этот ВЧ дроссель не пропускает ВЧ энергию, наведенную на внешней оболочке коаксиала в антенну и обратно, что равносильно симметрированию. На токи, протекающие внутри оболочки коаксиального кабеля, дроссель не окажет влияния. Особенно балансное устройство эффективно, если по каким-либо причинам кабель оказался настроенным в резонанс на основную частоту антенны, или на частоты ее нечетных резонансов, или резонансов гармоник передатчика. В этом случае его паразитное излучение особенно велико.

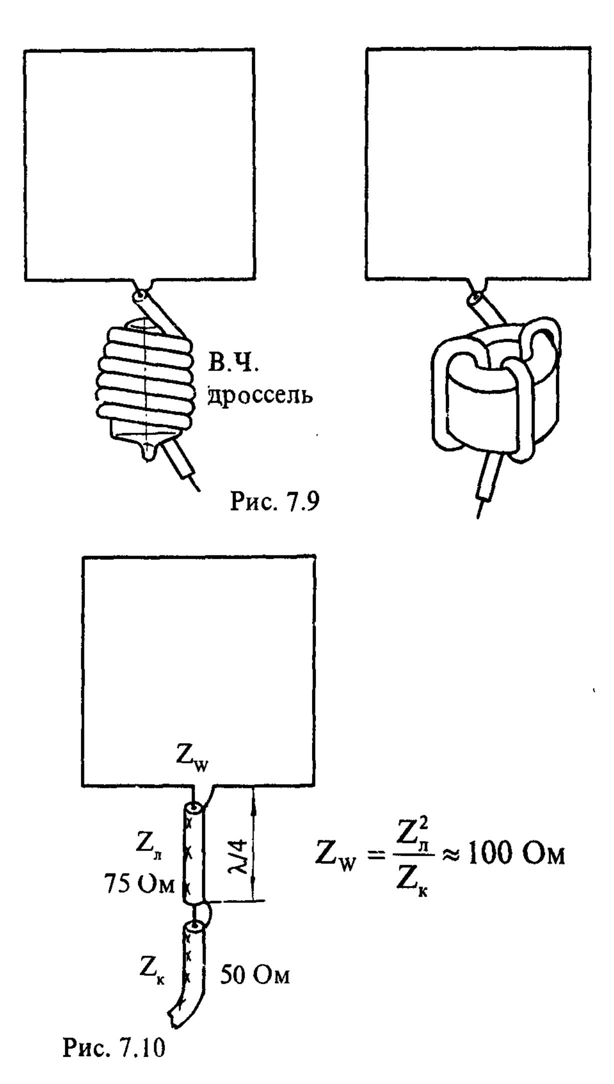


Рис. 7.9

Рис. 7.10

Следует учитывать также, что входное сопротивление волновой рамки достигает 110—130 Ом. В случае низких горизонтальных подвесов оно падает и может достигать даже величины менее 50 Ом, но рамки, предназначенные для работы на ВЧ диапазонах и имеющие вертикальный подвес, все же имеют высокое входное сопротивление. Очевидный способ согласования в этом случае — это использование четвертьволнового трансформатора рис. 7.10.

В случае использования 75-омного кабеля или четвертьволнового трансформатора (не забывайте о коэффициенте укорочения 0,66—0,68, в зависимости от типа пластиковой изоляции кабеля) и 50-омного кабеля для линии передачи получим очень хорошее согласование рамочной антенны. Длина кабеля, что пошла на симметрирующее устройство, также включается в длину четвертьволнового трансформатора рис. 7.10.

Иногда хорошие результаты дает питание рамки через симметричную пару — скрутку, используемую в проводной телефонии. Ее волновое сопротивление лежит в пределах 60—100 Ом и очень хорошо подходит для питания рамки. Волновое сопротивление скрутки можно определить практически, если имеются приборы, измеряющие индуктивность и емкость. Для этого кусок скрутки, безразлично какой длины (но лучше 2—3 метра), подключается к измерительному прибору. Сначала ее конец размыкают и меряют емкость, затем замыкают и меряют индуктивность рис. 7.11. Волновое сопротивление рассчитывается по известной формуле:

$$Z_в = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где Z_B— волновое сопротивление скрутки;

L — ее индуктивность;

C— ее емкость.

Но часто используют гамма-согласование рис. . Физически гамма-согласование означает подключение кабеля к части антенны, имеющей для токов высокой частоты сопротивление, эквивалентное волновому сопротивлению кабеля рис. 7.13.На практике часто делают минимально возможной частоты, т.к. она уменьшает излучение антенны, и часть B проходит параллельно антенне. Расчет гамма-согласования несложен. Высота B не критична и равна:

$$B = \frac{(0,2...0,4)\cdot\lambda}{10},$$

где B— высота в см;

λ — длина волны в метрах.

Например, для 40-метрового диапазона

$$B = \frac{(2..4)\times 40}{10} = 8...16\ Ом$$

Длина А равна:

$$A = 3\lambda,$$

где A — длина в сантиметрах;

λ — длина волны в метрах.

Например, для 40 метров A = 3 · 40 = =120 см.

Величина максимальной емкости подстроечного конденсатора определяется по формуле:

$$C = 5\lambda,$$

где C— емкость конденсатора в Пф;

λ — длина волны в метрах.

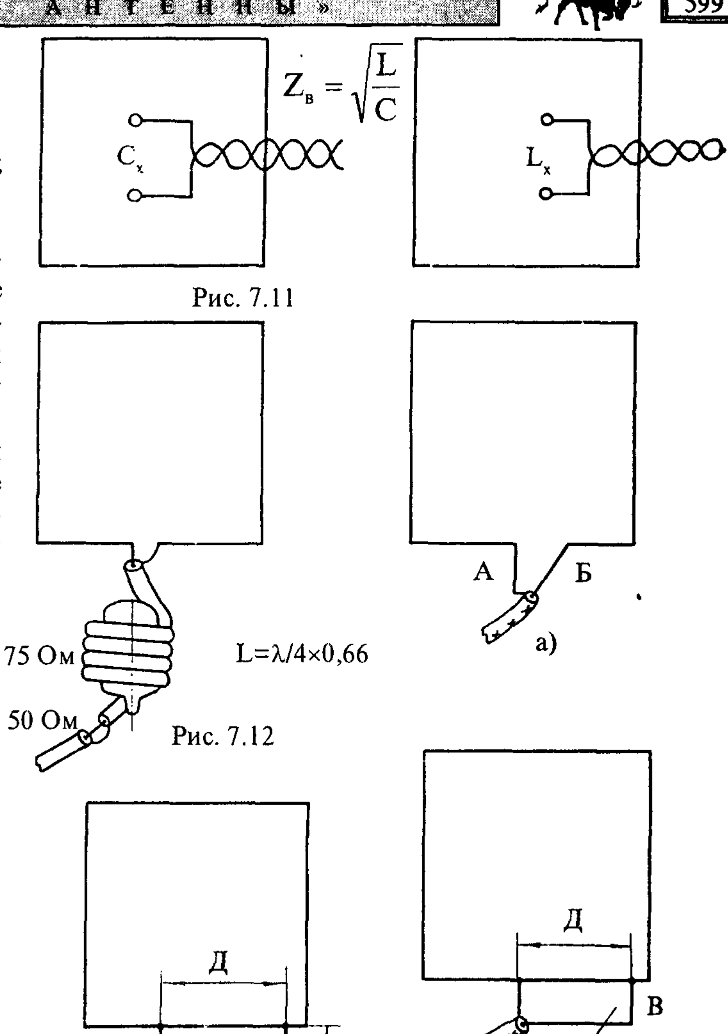


Рис. 7.11

Рис. 7.12

Рис. 7.13

Например, для 40 метрового диапазона C= 5 · 40 = 200 ПФ.

Следует заметить, что эти формулы эмпирические, т.е. получены опытным путем, и обратить внимание, что они оперируют с величинами длины в разных масштабах. На практике длину согласующего устройства выбирают несколько длинней полученной расчетным путем. Это дает возможность согласовать питание рамки конденсатором, что улучшает ее КСВ. В противном же случае согласование рамки необходимо было бы производить перемычкой, т.к. входное сопротивление, которое будет иметь реальная рамка, не всегда точно равно ее теоретическому значению. Использование гамма-согласования позволяет использовать цельные металлические рамки, что повышает их прочность и дает некоторые удобства установки, особенно при работе на УКВ. При гамма-согласовании уменьшается и TVI, т. к. гамма-согласование, не являясь для них оптимальным, шунтирует их на выходе кабеля.

В табл. 7-4 приведены величины гамма-согласования . Диаметр провода гамма-согласования должен быть вдвое меньше полотна рамки, по крайней мере не толще ее и не тоньше жилы коаксиального кабеля питания. Конденсатор переменной емкости желательно использовать воздушный (0,5 мм зазора на 100 Вт), хотя при мощности до 100 Вт вполне подойдет и керамический. Необходимо принять меры по его влагоизоляции. Желательно также использовать симметричное гамма-согласование и использовать симметрирующее устройство рис. 7.14. Настройка гамма-согласования проста. На середине рабочего диапазона антенны с помощью конденсатора и, возможно, длина согласующего устройства добиваются минимума КСВ.

ТАБЛИЦА 7-4

Диапазон, м	160	80	40	30	20	17
D, см	480	240	120	90	60	51
B, см	32	16	8	6	4	3,6
C, пф	800	400	200	150	100	85

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 7-4

Диапазон, м	15	12	11	10	6	2
D, см	45	36	33	30	18	9
B, см	3,6	3	3	3	2	1
C, пф	75	60	55	50	30	10

Как крайний вариант питания рамки можно рассмотреть ее питание по двухпроводной высокоомной линии — например, типа КАТВ или «лапша». Так как такая линия имеет волновое сопротивление 300 Ом для КАТВ и около 400—600 Ом для разных типов «лапши», то питание антенны будет осуществляется в режиме стоячей волны, то их можно использовать в этом режиме. Кроме работы на основной частоте в нечетных гармониках рамка с таким питанием может работать и на четных гармониках — т. е. рамку для 160 метров можно согласовать для работы во всех диапазонах. Но ее согласование с выходным каскадом передатчика не будет гарантией ее успешной работы, т.к. в этом случае рамка будет работать в нерезонансном режиме, а, следовательно, иметь низкий КПД. Но как вспомогательная антенна на нерезонансных частотах она вполне подойдет для повседневной работы.

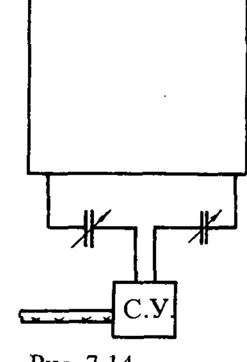


Рис. 7.14

В любом случае, хоть при использовании симметрирующих устройств с коаксиальным кабелем, хоть при питании через симметричные линий, линия передачи должна быть перпендикулярна точкам питания рамки так долго, как зто возможно.

ГОРИЗОНТАЛЬНЫЕ РАМКИ

При выполнении рамочных антенн на низкочастотные диапазоны они имеют обычно низкий подвес. Каковы параметры низковисящей рамки рис. 7.15. Прежде всего следует учесть, что из-за влияние земли сопротивление рамки понижается. Рассчитанный график зависимости входного сопротивления квадрата его высоты подвеса приведен на рис. 7.16. Здесь за «чистое» сопротивление рамки принята величина 130 Ом и предполагается, что рамка находится над идеальным экраном. В этом случае видно, что уже при высоте подвеса более 0,15 длины волны входное сопротивление антенны составляет величину, близкую к 75 Ом, что хорошо согласуется с 75-омным коаксиальным кабелем. При величине 0,27 длины волны сопротивление рамки равно его «чистому» значению и затем незначительно колеблется около этой величины. Этот график указывает на возможность согласования рамочной антенны с кабелем питания ее высотой подвеса. Но в случае плохой земли — песчаной, плохо проводящей — сопротивление рамки может быть несколько выше рис. 7.16.

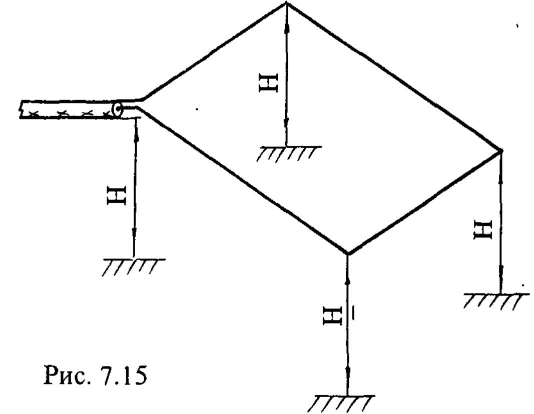


Рис. 7.15

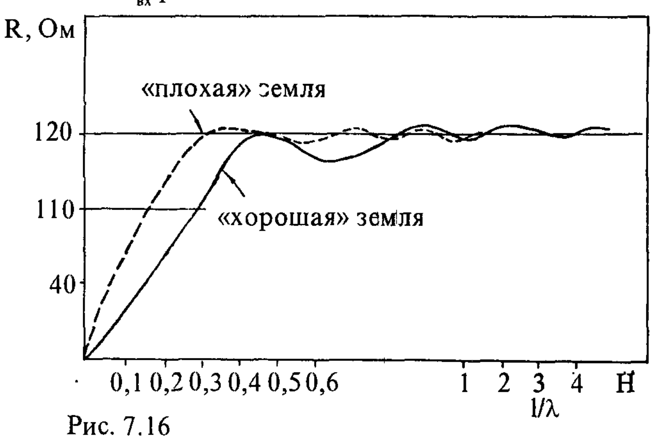


Рис. 7.16



Но эту антенную систему можно рассматривать и как направленную в зенит антенну, где роль рефлектора выполняет земля. Оптимальная высота подвеса рамки в этом случае будет от 0,12 до 0,22. В этом случае получим антенну зенитного излучения, основная часть энергии которой направлена в зенит. Эта антенна прекрасно подходит для уверенных связей на близком расстоянии за счет отражения от ионосферы рис. 7.17. Конечно, роль земли в качестве отражателя иногда может быть и неудовлетворительной — это относится к грунтам с плохой проводимостью. За счет нижнего лепестка происходят дальние. Из приведенной здесь диаграммы направленности понятно, почему с помощью низковисящей рамки можно проводить как ближние, так и дальние. В случае подвеса рамки выше четверти длины волны ее диаграмма направленности начинает дробиться и с увеличением высоты подвеса уровни волн, излученных в зенит и под горизонт, начинают выравниваться рис. 7.18. В зависимости от высоты подвеса и проводимости почвы будет меняться дробление лепестков и соотношение мощностей, излучаемых в зенит и под горизонт. Отсюда следует, что рамка с подвесом более четверти длины волны должна превосходно работать как при ближних, так и при дальних связях. Питать такую рамку следует согласно рекомендациям из главы 5.

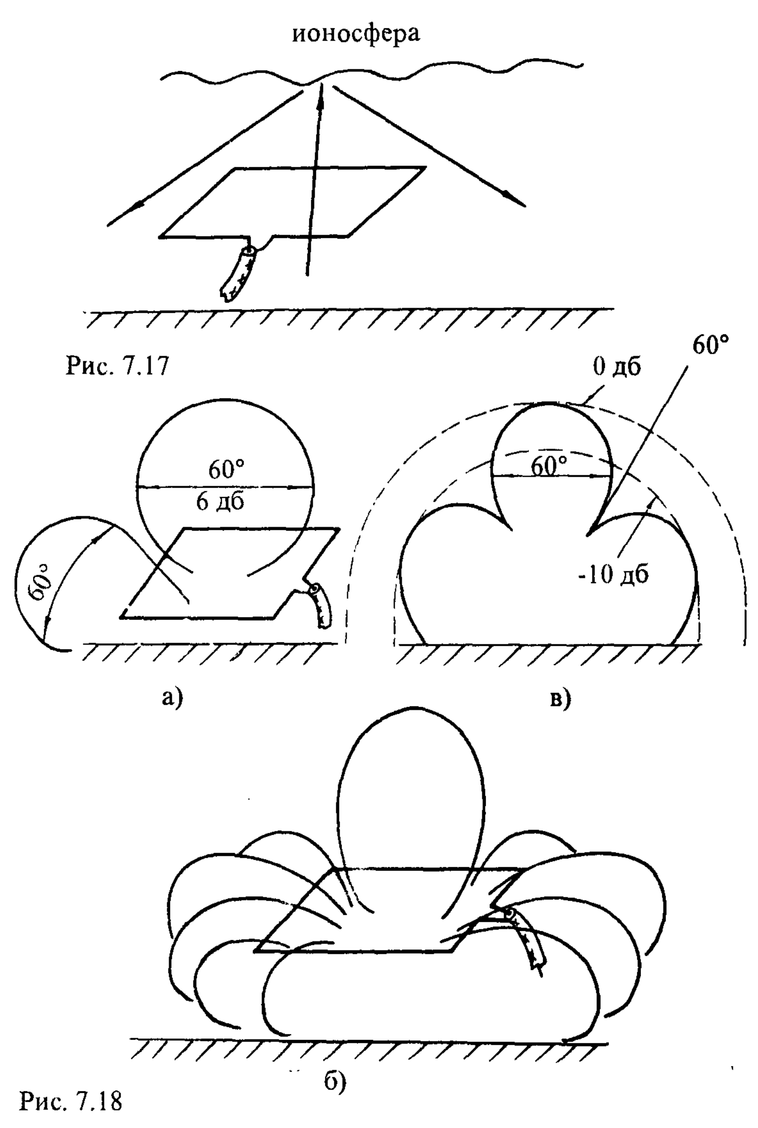


Рис. 7.17

Рис. 7.18

Следует также отметить, что при работе волновой рамки на ее четных и нечетных гармониках при определении величины лепестков диаграммы направленности следует пользоваться значением длины волн гармоники рамки для нахождения относительной высоты подвеса рамки.

Низкая рамочная антенна имеет перед диполем то преимущество, что ее входное сопротивление примерно в 3 раза выше, чем сопротивление диполя с длиной плеча в четверть волны на такой же высоте подвеса. Знание этого может быть особенно полезно для начинающих радиолюбителей, т.к. на 160 метров 0,1λ это уже 16 метров. Диполь на такой высоте имеет сопротивление около 20 Ом, а рамка — не менее 40 Ом, что уже гораздо лучше поддается согласованию. Например, при работе на рамку диаметром 40 метров, подвешенную на высоте 2 метра, были получены очень неплохие результаты работы как на 40 так и на 80 и 20 метров. При использовании диполей для каждого из этих диапазонов, подвешенных на такой же высоте, сила сигнала падала на 6 и более децибел.

Очевидно, что низковисящие рамки могут быть использованы в горных походах — где трудно осуществлять высокий подвес и в иных стесненных обстоятельствах.

ВЕРТИКАЛЬНЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Если в горизонтальных рамочных антеннах не играет роли для их параметров геометрическая форма и способ запитки, то для вертикальных антенн это влияние проявляется. Но входное сопротивление вертикальных антенн будет не менее 70 Ом независимо от способа питания при низких подвесах — начиная от высоты 0,03 длины волны. При высоте подвеса более 0,1 длины волны входное

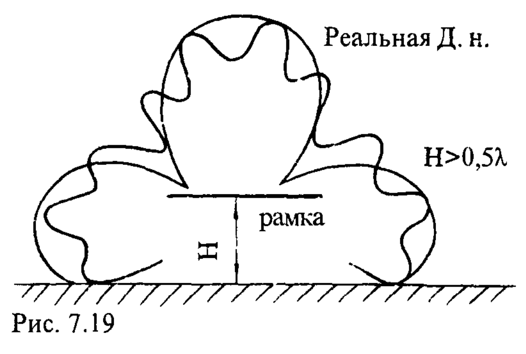


Рис. 7.19

сопротивление рамки уже не менее 100 Ом и при 0,15—0,2 достигает ее «чистой» величины (см. параграф). Диаграмма направленности вертикальной антенны имеет горизонтальную и вертикальную (за счет вертикальных сторон рамки) составляющие излучения. Диаграммы направленности рамок различной формы приведены на рис. 7.20. При использовании верхнего питания низкой дельты основное излучение горизонтальной части за счет близости земли направлено в зенит рис. 7.20. Вертикальная составляющая невелика и направлена примерно под углом 30 градусов под горизонт. Очевидно, что эта антенна хорошо подходит как для близких местных — за счет зенитного излучения, так и для дальних — за счет излучения вертикальных сторон. При подвесе такой рамки на высоту более 0,25λ горизонтальная составляющая излучения будет иметь максимум примерно под углом 40 градусов. Большая часть энергии будет излучаться в зенит. Вертикальная составляющая излучения при этом практически не изменится. Такая антенна будет эффективна для дальних QSO с горизонтальной и вертикальной поляризацией.

Такие же результаты будут и при питании дельты снизу в центре рис. 7.21. В этом случае основная часть подводимой энергии будет идти на питание ее горизонтальной части. При использовании квадрата с нижним центральным питанием рис. 7.21.также получим большую величину зенитного излучения с горизонтальной поляризацией и малое излучение с вертикальной поляризацией. При подвесе квадрата на высоту более четверти длины волны максимум лепестка горизонтальной поляризации опуститься до 45 градусов, уровень вертикальных лепестков не изменится.

При использовании антенн на рис. 7.22. будет иметь вертикально поляризованный лепесток в 2—4 раза более мощный, чем горизонтально поляризованный направленный в зенит. При изменении высоты подвеса свыше четверти длины волны это соотношение меняется незначительно. Такие антенны наиболее подходит для ДХ за счет низкого вертикально поляризованного излучения и в то же время могут обеспечить местную работу за счет зенитного горизонтально поляри-

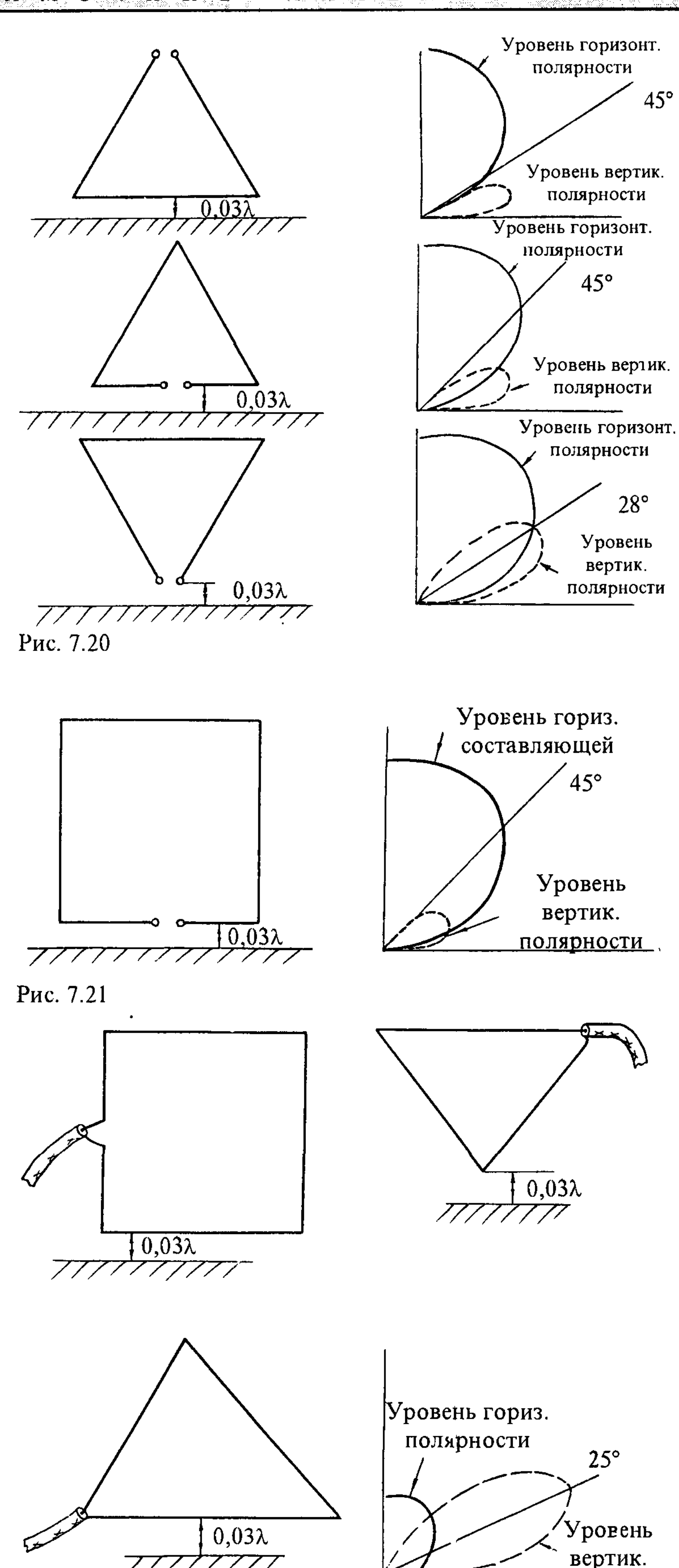


Рис. 7.20

Рис. 7.21

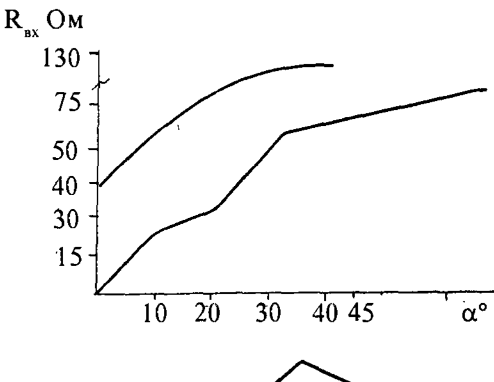
Рис.7.22

зованного излучения. Диаграммы направленности антенн на рис.   показаны в вертикальной плоскости, в горизонтальной они представляют собой почти круг. При использовании антенн на рис. необходимо использовать симметрирующие устройства и согласование с коаксиальным кабелем. Как это было описано ранее. Если симметрирование не производится, то подключение оплетки и центральной жилы кабеля для антенн на рис. 7.22 показано на этом же рисунке. Для антенн на рис. 7.20 и 7.21 подключение оплетки и центральной жилы значения не имеет.

НАКЛОННЫЕ РАМКИ

Во многих случаях радиолюбителю бывает удобно использовать не чисто горизонтальную или вертикальную рамку, а наклонную. Это может быть в случае ограниченной высоты мачты или иной опоры подвеса или по другим обстоятельствам.

Конструируя наклонную рамку необходимо ориентировочно знать входное сопротивление рамки. График зависимости сопротивления от угла наклона приведен на рис. 7.23. Уже при угле наклона рамки с высотой подвеса 0,05 длины волны выше 30 градусов входное сопротивление рамки составляет величину не менее 50 Ом, что согласуется с 50-омным коаксиалом. При угле наклона свыше 45 градусов входное сопротивление не менее 75 Ом. При увеличении высоты подвеса сопротивление рамки резко возрастает, и при высоте подвеса свыше четверти длины волны уже составляет почти «чистое» сопротивление рамки.



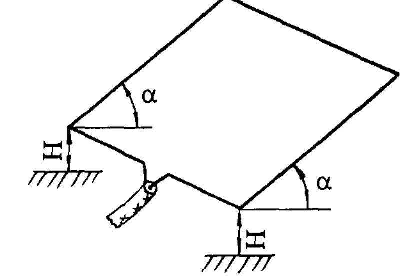


Рис. 7.23

Диаграммы направленности наклонных низких рамок показаны на рис. 7.24.

При небольших наклонах (до 45 градусов) электромагнитная волна излучается под углом к горизонту, что благоприятно проведению ДХ в этом направлении. В направлении, противоположном наклону, излучение рамки будет меньше из-за переотражения от земли. Вертикальная составляющая невелика и имеет почти круговую направленность. При увеличении угла наклона возрастает интенсивность вертикальной составляющей и диаграмма направленности принимает вид, приведенный для Д. Н. вертикальных рамок в параграфе 7.

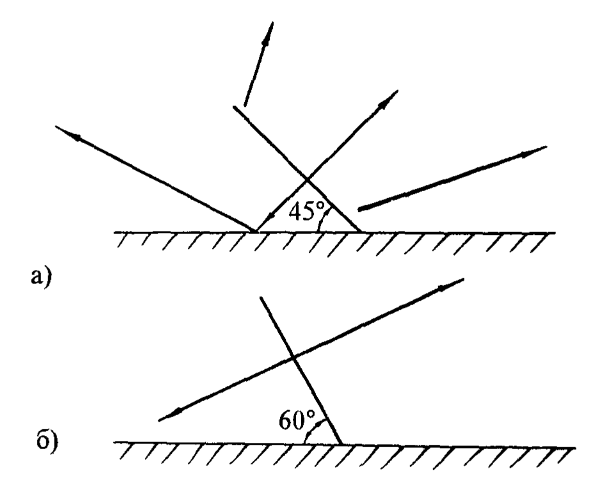


Рис. 7.24

Несколько иную диаграмму направленности имеют наклонные рамки с высотой подвеса, большей четверти длины волны, их диаграммы направленности будут примерно аналогичны диаграммам для вертикальных рамок, но повернутых на соответствующий угол наклона. В этом случае связь осуществляется по лучам 1...4 рис. 7.25. Но луч 1, который наклонен очень полого к горизонту, возможно приведение ДХ QSO. По лучу 2, который наклонен к горизонту полого, возможно проведение местных и дальних связей. По лучам 3 и 4 возможно проведение дальних и ближних связей. Следует учесть, что при сложении прямого и отраженного луча (1—2 и 3—4) происходит дробление диаграммы направленности на лепестки. В этом случае возможно небольшое ухудшение связи с некоторыми регионами, приходящимися в провалы Д. Н., хотя в общем случае это ухудшение бывает незначительным.

Наклонные рамки также нуждаются в симметрировании согласно рекомендациям, приведенным выше.

Рис. 7.25

СВЕРНУТЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

При современном всеобщем дефиците места малогабаритные антенны становятся все более популярными. По сравнению с укороченными диполями и штырями рамочные антенны имеют более широкую полосу пропускания, что является их преимуществом перед другими узкополосными антеннами.

Одной из распространенных свернутых рамочных антенн является пирамидальная антенна. Эта антенна представляет собой рамку с «вывернутыми» сторонами рис. 7.26. Для ее подвеса используется одна мачта, на вершине которой крепятся концы треугольников полотна. Полотно антенны может служить растяжками мачты. Желательно, чтобы высота подвеса нижних сторон рамки была не менее 0,05 длины волны. Если при этом угол, образованный сторонами рамки с землей, будет более 30 градусов, то входное сопротивление этой рамки будет уже менее 60 Ом, что позволит согласовать рамку с коаксиальным кабелем. Входное реактивное сопротивление рамки может иметь величину, сравнимую даже большую входного активного сопротивления, так что такая рамка может иметь сложности при согласовании. Кабель питания должен проходить вдоль по мачте. Рамка высотой подвеса 0,05 длины волны и углом наклона 30 градусов примерно эквивалентна четвертьволновому диполю на высоте подвеса 0,25 длины волны (хотя, если есть возможность, все же лучше использовать диполь). Она имеет круговую диаграмму направленности.

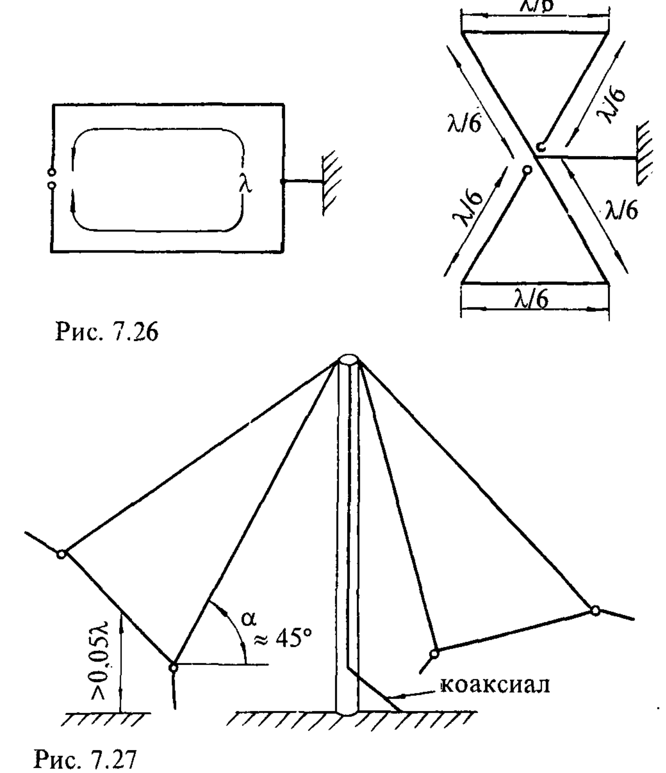


Рис. 7.26

Рис. 7.27

Оптимальный угол наклона при высоте подвеса 0,05 длины волны составляет 30—60 градусов, но она может работать и с углом наклона начиная от 10 градусов. При подвесе на высоту начиная от четверти длины волны, рамка уже при углах наклона от 60 до 0 градусов (т.е. горизонтальная рамка) имеет входное сопротивление 60—80 Ом и круговую ДН, усиление также примерно эквивалентно диполю. Питать рамку можно описанными выше способами, симметрирование улучшает ее работу. Периметр полотна также как и обычной рамки равен примерно 1,01—1,02 длины волны, и из-за действия различных факторов может понадобиться его корректировка. Диапазонность рамки достигает не менее 2% с КСВ не хуже 2, что позволяет перекрывать любительские диапазоны. Верхняя точка А рис. 7.27 может быть заземлена на мачту, что дополнительно расширяет широкополосность рамки и увеличивает ее грозозащиту.

Описан еще один интересный пример свернутой рамки. Эта антенна также представляет собой рамку с периметром, равным длине волны, но свернутую в два квадрата рис. 7.28. Как видно, она состоит из десяти отрезков провода длиной λ/10, т.е. ее высота и длина не превышают λ/10. Это дает возможность использовать малогабаритную антенну, которую особенно на высокочастотных диапазонах, можно разместить на окне, на балконе, на чердаке и которая на низкочастотных диапазонах также не займет много места. Эта антенна уже имеет усиление, меньше, чем диполь, и несколько более узкую полосу пропускания. Входное сопротивление в такой рамке, расположенной на высоте не менее 0,1 длины волны, уже будет в пределах 40—50 Ом, а при более высоких подвесах — 0,2 длины волны и более, достигает 60—70 Лм, что позволяет ее питать широкораспостаненными коаксиальными кабелями. Реактивность этой рамки может достигать удвоенного значения ее активного сопротивления. Рамка имеет примерно круговую комбинированную диаграмму направленности. Питать ее нужно как в точках шлейфа, так и в точках рамки — в середине стороны квадрата или в его углах. Расположение рамки в случае питания в середине шлейфа показано на рис. .

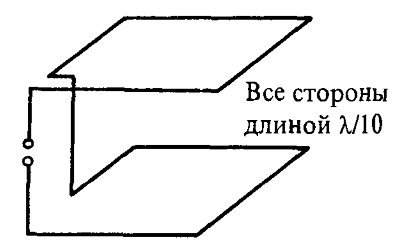


Рис. 7.28

Можно образовать не только квадрат, но и круг, треугольник — в зависимости от возможностей. Важно лишь, чтобы периметр рамки равнялся примерно ее длине волны. Следует помнить, что свернутые

рамочные антенны из-за их «ненормального» взаимодействия со средой, нельзя использовать в многоэлементных антеннах в любом качестве — директора, вибратора, рефлектора.

УКОРОЧЕННЫЙ ШЛЕЙФОВЫЙ КВАДРАТ

В тех случаях, когда установка полноразмерной волновой рамки затруднена, можно воспользоваться способом согласования антенны, предложенным 65RV. Он заключается в том, что часть антенны (до 30% длины) можно выполнить в виде открытой линии, применительно к рамочной антенне показано на рис. 7.29. При выполнении 30% длины в виде открытой линии и высоте подвеса не менее 0,2 длины волны коэффициент усиления рамки и ее диаграмма направленности будут сравнимы с диполем. Настраивают антенну длиной шлейфа.

Рис. 7.29

Такие рамки имеют примерно такие же ДН и входное сопротивление, как и их полноразмерные аналоги при таком же размещении, возможно, придется немного подстроить шлейф по лучшему согласованию. Возможно использование и линии в пластиковой изоляции, учитывая при этом соответствующий коэффициент укорочения.

Шлейфы можно разместить в любой точке антенны рис. 7.29а. При использовании нескольких шлейфов они могут занимать до 40% длины рамки при ухудшении ее работы до параметров диполя. Очень удобно строить квадраты на несколько диапазонов, используя такое шлейфовое построение рамок. Например, имея рамку с периметром λ/10 метров, с помощью шлейфа, замыкаемого на «холодном» конце рамки — напротив точек питания с помощью удлиняющих шлейфов можно создать антенну для 10, 12, 15 метров рис. 7.29б. На этом же принципе можно построить рамки и для 12—17, 17—20, 30—40 метровых диапазонов. Настройка в резонанс производится с помощью изменения длины замыкающего шлейфа на каждом из диапазонов.

В тех случаях, когда можно удовлетвориться двухдиапазонным вариантом, можно использовать некоммутируемое питание через шлейф и питание антенны через отрезок кабеля электрической длиной, кратной полуволне верхней рабочей частоты антенны рис. 7.29в. В этом случае для нижней рабочей частоты система будет представлять собой шлейфовидную рамку и будет хорошо согласоваться с кабелем питания, для верхней рабочей частоты система будет представлять собой шлейфовую рамку и будет хорошо согласовываться с кабелем питания, для верхней рабочей частоты система будет представлять волновую рамку с комбинированным питанием — отрезок открытой линии и коаксиальный кабель. Для улучшения согласования антенной системы в этом случае необходимо использовать кабель электрической длины, кратной полуволне частоты верхнего рабочего диапазона.

Представляют интерес и рамки, где шлейфы играют роль заградительных контуров рис. 7.29г. Такие рамки могут быть использованы только в кратных диапазонах — например 10—20, 20—40, 40—80 метров.

Разберем работу антенны на диапазоны 10 и 20 м. Здесь шлейф Ш1 и Ш2 имеет «бесконечное» сопротивление при работе на верхней частоте антенны — 10 метров, в результате эта антенна примерно эквивалентна диполю, но за счет верхней частоты, которую выбирают чуть длиннее нижней, нет излучения в зените, и ДН антенны более прижата к земле. В диапазоне 20 метров это обычная шлейфовая рамка. Шлейфы можно не туго свертывать, можно их разнести в стороны, можно использовать шлейфы в пластике, учитывая при этом коэффициент укорочения.

Настройка таких двухдиапазонных рамок заключается в настройке по минимуму КСВ части антенны под шлейфами при работе на верхнем диапазоне и с помощью верхней части над шлейфами при работе в нижнем диапазоне.

Шлейфовые рамки можно использовать для построения многоэлементных антенн.

Шлейфовые рамочные антенны — это симметричные антенны, поэтому здесь желательно использовать симметрирование.

Если шлейфы в антенне сделаны жестко и электрическая длина антенны получилась немного больше расчетной, то электрически укоротить шлейфы можно с помощью емкости, размещенной в их начале рис. 7.29д. Если в антенне используется несколько шлейфов, то необходимо размещать в каждом из шлейфов по подстроечной емкости. На основе таких шлейфов, при соответствующем расчете их параметров можно создавать и многодиапазонные антенны, используя шлейф, подстраиваемый конденсатором как режекторный контур. Например, можно теоретически создать небольших размеров короткую эффективную антенну для 28—10—7 МГц рис. 7.29з. Здесь на 28 МГц работает нижняя часть рамки и антенна представляет собой диполь, режекторные контуры К1 и К2 отключают верхнюю часть рамки. На 10 МГц рамка работает как свернутый полуволновой диполь. Здесь его длина удлиняется до необходимой резонансной отрезками шлейфов К1 и К2 и середина размыкается из-за режекторного контура, настроенного на 10 МГц. При работе на 7 МГц до этого диапазона антенна удлиняется с помощью линий К1, К2, К3. К сожалению, практическое выполнение такой антенны немного проблематично, хотя и реально.

УКОРОЧЕННЫЕ РАМКИ ЕМКОСТЬЮ И ИНДУКТИВНОСТЬЮ

В целях уменьшения размеров рамочных антенн используют укороченные рамки. «Укоротить» рамку можно с помощью соответствующе включенных емкостей и индуктивности. Обратимся для примера к диполю — основному составляющему элементу рамки. На рис. 7.30. показано распределение тока и напряжения в диполе.

Для того, чтобы укоротить диполь с помощью катушки необходимо или включить катушки в центр диполя и питать через катушку связи, что несколько затруднительно и требует симметрирующее устройство, или подключить две идентичные катушки сразу к кабелю питания. Для укорочения с помощью емкости необходимо включать емкостные нагрузки на концах диполя, обычно это бывают 3—4 крестообразных проводника, длиной около метра рис. 7.32.

Но разберем достоинства и недостатки обеих схем. При использовании индуктивного согласования необходимо, конечно, использовать максимально-добротные, намотанные толстым проводом и защищенные от влаги катушки, т.к. на них может быть довольно большое высокочастотное напряжение.

Здесь проявляется в большой степени недостаток, связанный с трудностью настройки антенны. Тут можно предложить настройку или изменение длины диполей или симметричным изменением индуктивности катушек. Для успешного излучения электромагнитной волны необходимо обеспечить максимальную силу тока в линейном проводнике в основании антенны. В случае согласования с помощью индуктивности коэффициент полезной мощности антенны заметно упадет, но все же согласование с помощью индуктивности используют.

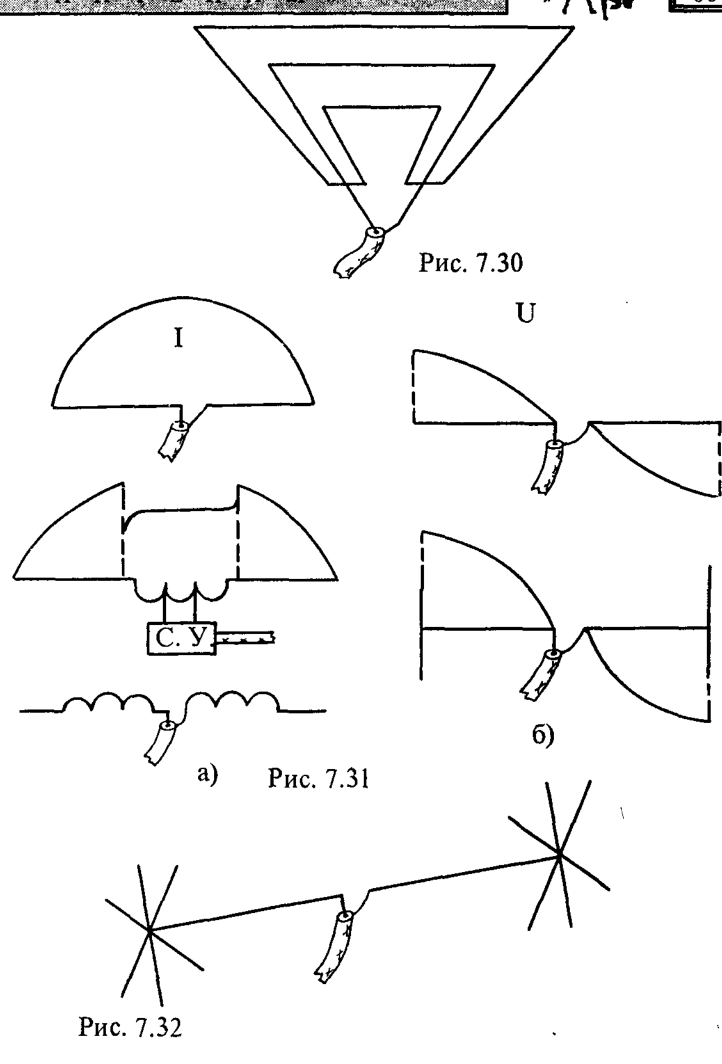


Рис. 7.30

Рис. 7.31

Рис. 7.32

Схема согласования укороченного квадрата с помощью индуктивности приведена на рис. 7.33.

Рассчитать параметры индуктивности не сложно, для этого определяют длину укорочения S:

$$S = \lambda/4 - L,$$

где λ — длина волны, на которой работает антенна;

L — длина стороны.

Величина S рассчитывается в метрах.

Индуктивность катушки согласования L, равная L_2, L_3, $0{,}5L_1$ будет равна:

$$L = \frac{S}{(1{,}5..4)},$$

где L — в МКГН.

К сожалению, более точной формулы расчета индуктивности катушки нет, т.к. в любом случае эти индуктивности будут требовать подстройки.

Важно, чтобы соблюдалось следующее правило: $L_2 = L_3$ и $L_2 + L_3 = L_1$. Согласование с помощью индуктивности позволяет уменьшить длину рамки примерно до 30...50% от первоначальной, при уменьшении КПД при этом до 30...10%, широкополосность рамки при этом также уменьшается, но в целом рамка остается работоспособной внутри любительского диапазона.

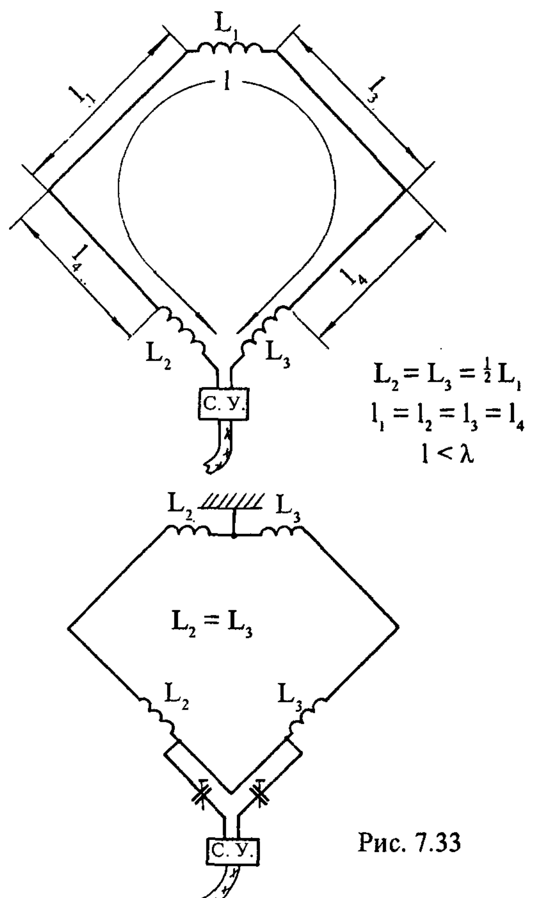


Рис. 7.33

Для согласования рамки пригодны все указанные здесь методы, хорошо подходит симметричное гамма-согласование. Диаграмма направленности рамочных антенн, укороченных с помощью индуктивности, будет примерно аналогична ДН неукороченных антенн. (Также и их входное сопротивление). Но при этом вертикальные и горизонтальные лепестки диаграммы направленности будут притупляться и разматываться, образуя общую ДН на рамку, согласованную индуктивностью, в большей мере проявится влияние рассимметрирующих предметов. Возможна сдвижка гармониковых резонансов, причем как в сторону низких, так и высоких частот.

Стоит еще отметить, что возможно использование рамочной антенны, укороченной индуктив-

ностью, с заземленным полотном. Индуктивности при этом включаются согласно рис. 7.32.

При согласовании укороченной рамки с помощью емкости следует напомнить тот факт, что т.к. рамка представляет собой замкнутый контур, у нее нет концевой емкости, как у диполя. В силу этого укорочение рамки емкостью возможно только за счет емкостного взаимодействия противоположных сторон с высоким потенциалом рис. 7.33.

Нельзя не отметить некоторую «искусственность» при емкостном согласовании рамки по сравнению с емкостным согласованием диполя. Если в последнем емкостные токи протекают между противоположными концами диполя, а также землей, и служат в конечном итоге для формирования ДН и незначительно снижают излучение диполя, то здесь емкостные токи протекают только внутри конденсатора и не принимают участия в формировании объема излучения антенны. Но в силу того, что в случае согласования антенны с помощью индуктивности мощность тока у основания антенны повысится, на рамку, укороченную емкостью. В гораздо меньшей степени действуют рассимметрирующие факторы и за счет лучшего согласования с помощью емкости КПД такой рамки будет гораздо выше, по сравнению с рамкой, укороченной индуктивностью, и составит примерно 60% при рамке с периметром 50% и 40% при рамке с периметром 30%. В то же время при периметре рамки 90—70% от основной, КПД будет в пределах 90–80% основной рамки. Расчет конденсатора в общем случае несложен, он примерно аналогичен расчету индуктивности в рамке, укороченной индуктивностью, и выражается через ее значение

$$C=\frac{1}{\omega \cdot L}$$

где C, L, выражены в единицах СИ и $\omega = 6{,}28F$, где F— частота работы рамки.

Но стоит отметить, что этот расчет приблизителен и зависит от многих случайных факторов, можно использовать конденсатор до 50 ПФ при построении рамок диапазона 6—20 метров, 100 ПФ при построении рамок диапазонов 80—160 метров. Следует обратить особое внимание на качество конденсатора — он должен быть воздушным или вакуумным с примерным зазором около 0,5—1 мм на 100 Вт мощности. Следует принять тщательные меры по его влагоизоляции. При конструировании антенны можно использовать заземление нулевого потенциала рамки. Все, что касается входного сопротивления и диаграммы направленности, аналогично рамке, согласованной индуктивностью.

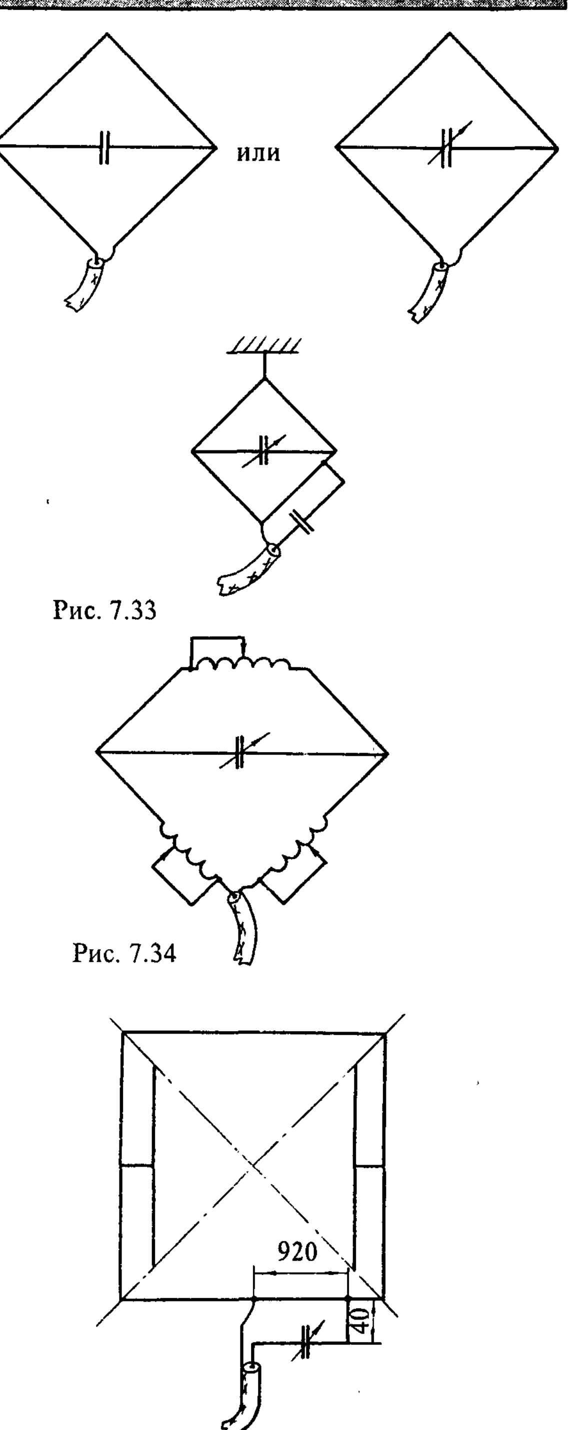


Рис. 7.33

Рис. 7.34

Рис. 7.35

Так как рамка, согласованная емкостью или индуктивностью, является резонансным элементом, то ее можно использовать в многоэлементных антеннах в качестве пассивных и активных элементов. При обеспечении возможности подстройки емкости, можно создать антенну с изменяемой ДН на 180 градусов.

Следует обратить внимание, что хотя и возможно создание комбинированных укороченных рамочных антенн рис. 7.34, согласуемых с помощью индуктивностей и подстраиваемых емкостью, в радиолюбительской практике из-за сложности они не применяются.

Следует обратить внимание еще раз, что только в основном отсутствие соответствующих высоковольтных переменных емкостей сдерживает применение укороченных емкостью рамок. В этой связи полезно рассмотреть укороченную антенну G3YDX. В этой антенне, рассчитанной на 14 МГц, роль емкости играют внутренние шлейфы рис. 7.35. Укорачивая или удлиняя части «А» можно менять




резонансную частоту антенны. На таком принципе можно построить «конденсатор» для укороченных рамок для других диапазонов. Чем больше длина «А», тем меньше длина рамки. Но в этой антенне для сохранения симметрии длина «А» во всех четырех сторонах должны быть одинаковыми.

ШУНТОВАЯ РАМКА

Описание примерно такой широкополосной рамочной антенны периодически появляется как на страницах зарубежной, так и нашей литературы. Широкополосная шунтовая рамка показана на рис. 7.36. Она работоспособна в диапазоне волн от 0,8 до 2,5, где — собственная квазирезонансная длина волны антенны рис. 7.36. В это диапазоне ее активное сопротивление меняется от 100 до 300 Ом при слабо выраженном реактивном сопротивлении. Стоит заметить, что иногда размеры ее сторон принимаются несколько отличными от λ/3, но незначительно.

Здесь рамка ведет себя почти как диполь — имеет примерно равный ему коэффициент усиления и диаграмму направленности, хотя рамку и можно размещать относительно низко над землей. В ее ДН практически отсутствуют вертикальные составляющие излучения, т.к. из-за распределения тока в рамке они взаимно уничтожаются. Как вытекает из ее входного сопротивления, питать ее лучше по двухпроводной линии, но можно использовать и недлинный 75-омный коаксиал. Питание рамки должно быть только непосредственное, желательно использовать симметрирующее устройство. Заземлять полотно шунтовой рамки нельзя ни в одной из точек.

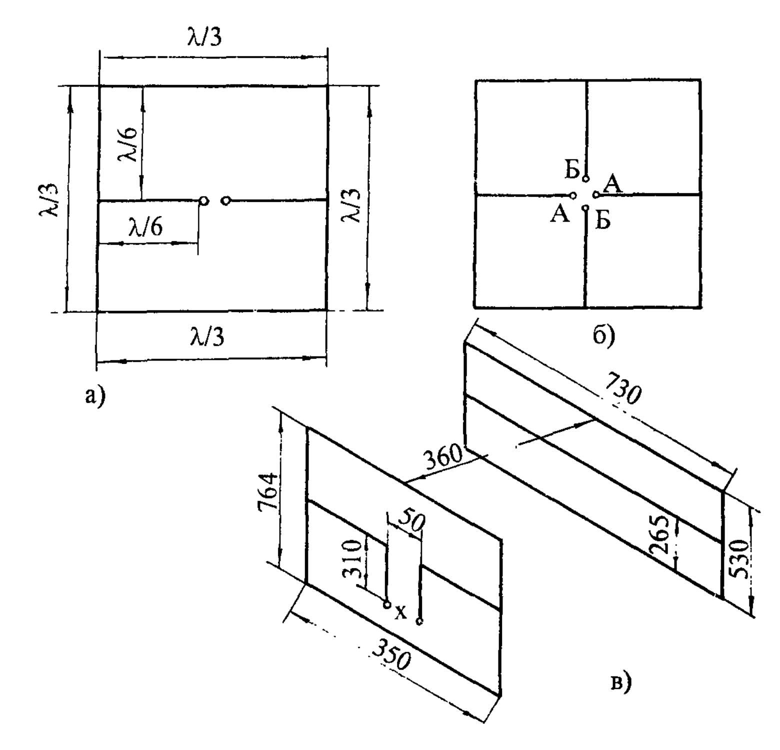


Рис. 7.36

Был предложен интересный способ получения волны с круговой поляризацией и некоторого согласования рамки. Этот способ заключается в питании рамки рис. в точках «А-4» непосредственно, а в точках «Б—Б» через линию, обеспечивающую сдвиг 90 градусов. Недостатки этого метода заключается в том, что достаточно легко осуществить сдвиг фаз посредством включения коаксиального кабеля можно лишь на одной частоте, на других сдвиг фаз будет иным, и в результате параметры рамки ухудшатся.

Но все же эта рамка является одной из самых простых, обеспечивающих почти трехкратный перерыв частот — одна рамка может работать, скажем, от 10 до 30 метров. Эта рамка не является резонансной, поэтому ее нельзя использовать в качестве пассивных элементов многодиапазонных антенн, но в качестве активных элементов она вполне может быть использована. В частности в Л.13.1. рассмотрен вариант логопериодической антенны с использованием в качестве активного элемента описанной здесь шунтовой рамки.

Но справедливости ради стоит добавить, что иногда появляются попытки создать широкополосную направленную многоэлементную антенну, используя в качестве пассивных элементов для нее шунтовых рамок, см. Л. 13.3., сама антенна изображена на рис. Эта антенна работает в диапазоне частот 180—250 МГц и имеет усиление около 2,2 раз и меняется в пределах этого диапазона не более, чем на 10%. К антенне подключена в точках «Х—Х» двухпроводная линия волновым сопротивлением 300 Ом. Понятно, что данная антенна, учитывая высокий расход материалов на ее изготовление и низкий коэффициент усиления, проигрывает многим другим, более простым широкополосным антеннам, например зигзагообразной антенне Харченко, которая будет описана ниже.

СПИРАЛЬНЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Особенность этих антенн состоит в том, что они существенно короче в 1,5—2,5 раза линейных антенн. Это происходит за счет того, что ВЧ токи распространяются вдоль проводника — а он в данном случае свит в спираль, в результате чего электрическая длина антенны для токов высокой частоты получается выше в 1,5—2,5 раза ее линейных размеров. Коэффициент укорочения К равный отношению электрического размера антенны к линейному зависит от радиуса и шага спирали, а также от частоты, на которой проводились измерения.

Основываясь на этом, можно выполнить линейные части рамочных антенн, используя спиральные проводники. В частности, это можно сделать, как конструируя «полноразмерные» спиральные рамки, так и укороченные. В этом случае размеры рамочных антенн получаются особенно небольшими рис.

Такие рамки еще не получили широкого распространения в радиолюбительской связи, на мой взгляд, только из-за сложности с каркасом — пластмассовым обручем. Например, на широко распространенном пластмассовом обруче, который имеет диаметр от 1 до 1,2 метра, можно создать «полноразмерную» спиральную рамочную антенну только для диапазонов от 6 до 12 метров, а на этих диапазонах и полноразмерные рамки имеют небольшие размеры. Используя согласующие устройства в виде емкостных нагрузок и шлейфов, диапазон работы стандартного обруча можно поднять на 15—20 метров, но на этих диапазонах эта работа будет уже не столь эффективна.

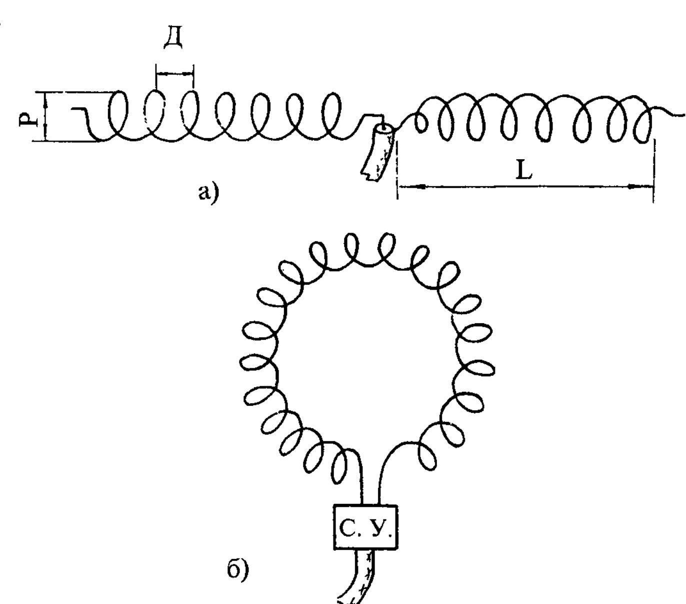


Рис. 7.37

В зарубежной литературе иногда появляется информация о промышленных спиральных антеннах, которые часто могут работать в широком диапазоне, но шириной не более октавы, и при использовании специального согласующего устройства, располагаемого на такой антенне.

Спиральные антенны являются резонансными антеннами, поэтому их можно использовать в качестве любых элементов направленных антенн как пассивных, так и активных. Диаграмма направленности спиральных рамочных антенн будет примерно аналогична их «длинным» аналогам, но провалы в лепестках ДН будут значительно слабее. Усиление таких антенн уже будет приближаться к усилению диполя и в случае больших ускорений может быть меньше его. Входное сопротивление таких антенн будет на процентов 20—30 ниже, чем полноразмерных, не менее, чем на удвоенную эту величину, возрастет и их реактивная составляющая.

МНОГОВИТКОВЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Классическая рамочная антенна содержит один виток провода. Но иногда используют и многовитковые рамочные антенны, имеющие число витков в рамке, больше одного рис. 7.38. Хотя в любительской практике такие антенны практически не используются, все же будет интересно знать их параметры.

Сопротивление такой антенны будет в 2—3 раза выше для двухвитковой рамки, чем у одновитковой и будет достигать нескольких килоом для 3—4 витковой. Отсюда вытекает, что коэффициент усиления двухвитковой рамки будет примерно на 0,5—1 дБ выше, чем у одновитковой. Будут также резче выражены минимумы ее ДН, которая в общих чертах будет совпадать с ДН одновитковой рамки. Но из-за сложности согласования высокого входного сопротивления рамки с низким сопротивлением коаксиального кабеля или выходного каскада передатчика, эти преимущества реализовать не удается. Такая двойная рамка более сильно подвержена рассимметрированию, чем одиночная, также существует проблема, связанная с обеспечением постоянного расстояния между

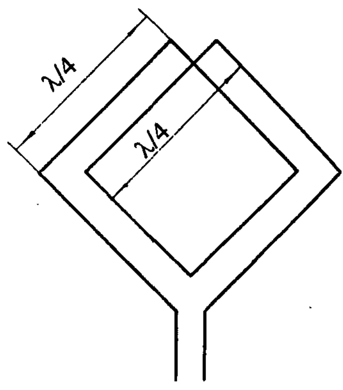


Рис. 7.38

внутренней и наружной рамкой. Чем больше расстояние между соседними рамками, тем выше усиление.

Но все же иногда двойную и даже тройную рамку используют. Следует заметить, что сторона рамки должна быть кратной четверти длины волны. Использование многовитковой рамки общим периметром равным длине волны, нецелесообразно из-за меньшего усиления, чем у одновитковой. Многовитковые резонансные рамки можно использовать в многоэлементных директорных антенных, желательно использование в качестве активного элемента.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ НАГРУЖЕННЫЕ РАМКИ

Широкополосная нагруженная рамка рис. 7.39. является неоптимальной ромбической антенной. В такой рамке периметр может составлять от 0,1 длины волны и больше, т.е. рамка с периметром длиной 10 метров будет работать во всех КВ диапазонах, начиная с 80 и кончая 6 метрами. Подобный тип антенн называется антенной бегущей волны, в частности ромбической антенной и подробно описан. Можно определить, что такая антенна будет эффективна при длине ее периметра не менее 2 длин волн, т.е. рамка с периметром 10 метров будет эффективно работать лишь на диапазоне 6 метров. На более низкочастотных диапазонах она будет иметь почти круговую диаграмму направленности с почти одинаковой вертикальной и горизонтальной составляющей. Располагаться такая рамка может как горизонтально с высотой подвеса нижней питающей точки не менее $\lambda/5$, так и вертикально. Входное сопротивление такой рамки близко к сопротивлению ее концевой нагрузки. Геометрия может быть любая, но предпочтителен круг или ромб. Несмотря на ее низкую теоретическую эффективность, при использовании такой рамки удавалось даже проводить ДХ QSO на диапазонах 20—40 метров и с 9 и 0-районами, подводимой мощности к такой антенне 20 ватт. Это говорит о том, что в качестве вспомогательной широкополосной антенны такую рамку вполне можно использовать. Сопротивление нагрузки должно быть рассчитано на мощность не менее 30% от подводимой мощности к выходному каскаду на низкочастотном диапазоне (на высокочастотных диапазонах эти цифры могут быть уменьшены до 10%). Для питания антенны следует использовать либо двухпроводную линию волновым сопротивлением 300—600 Ом, либо при питании через коаксиал использовать известное согласующие устройства. Желательно применять симметрию, при несимметричном выходе передатчика.

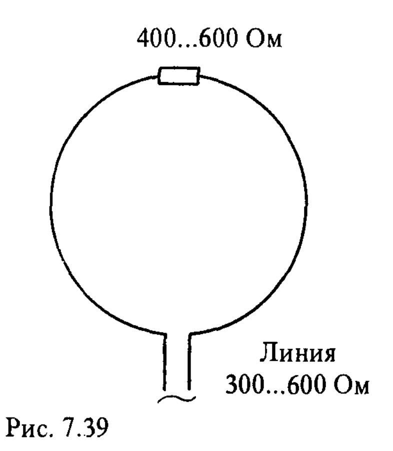


Рис. 7.39

Следует отметить, что эта антенна является чем-то промежуточным между ромбической и петлевой. При использовании ее только на диапазонах 80—20 метров можно использовать нагрузочное сопротивление 75—100 Ом и питать ее непосредственно коаксиальным кабелем, но КПД такой антенны по сравнению с рамкой, нагруженной на 600-омное сопротивление, будет значительно ниже.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И УКОРОЧЕННЫЕ ЗИГЗАГООБРАЗНЫЕ АНТЕННЫ

В качестве примера была рассмотрена зигзагообразная антенна рис. 7.40. Широкополосность антенны достигается путем увеличения распределенной емкости проводников полотна антенны. В этом случае антенна работоспособна в диапазоне частот от 0,2 до 0,34 F. График КБВ и КНД приведен на рис. 7.41.

Чем выше рабочая частота, тем выше КНД и уже лепесток диаграммы направленности.

Такую антенну широко используют и в служебной связи в качестве широкополосной приемной УКВ антенны.

Иногда встречаются описания зигзагообразных антенн, содержащих укороченные элементы, описанные ранее. Антенны, содержащие такие элементы, стоит использовать на верхних КВ диапазонах (10—6) метров для построения зигзагообразных антенн. В этом случае результаты оправдывают затраты на построение «зигзага».

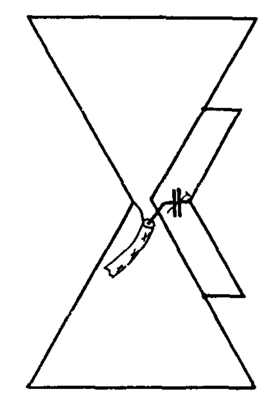
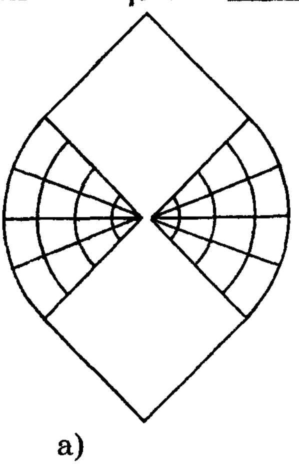


Рис. 7.40



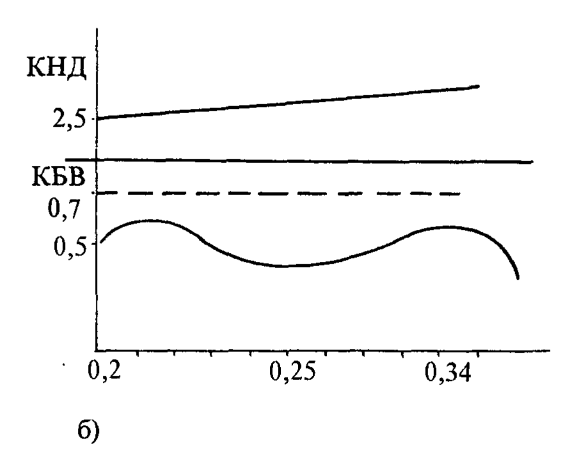


Рис. 7.41

ДВОЙНАЯ РАМОЧНАЯ АНТЕННА

Двойная рамочная антенна или антенна Харченко — по фамилии автора, впервые описывающего его показана на рис. 7.42а. Периметр каждой из рамок равен длине волны, на которой работает рамка. За счет параллельного включения двух рамок суммарное входное сопротивление системы близко к 60 Ом, следовательно, антенну можно питать через коаксиальный кабель как 75 Ом, так и 50 Ом.

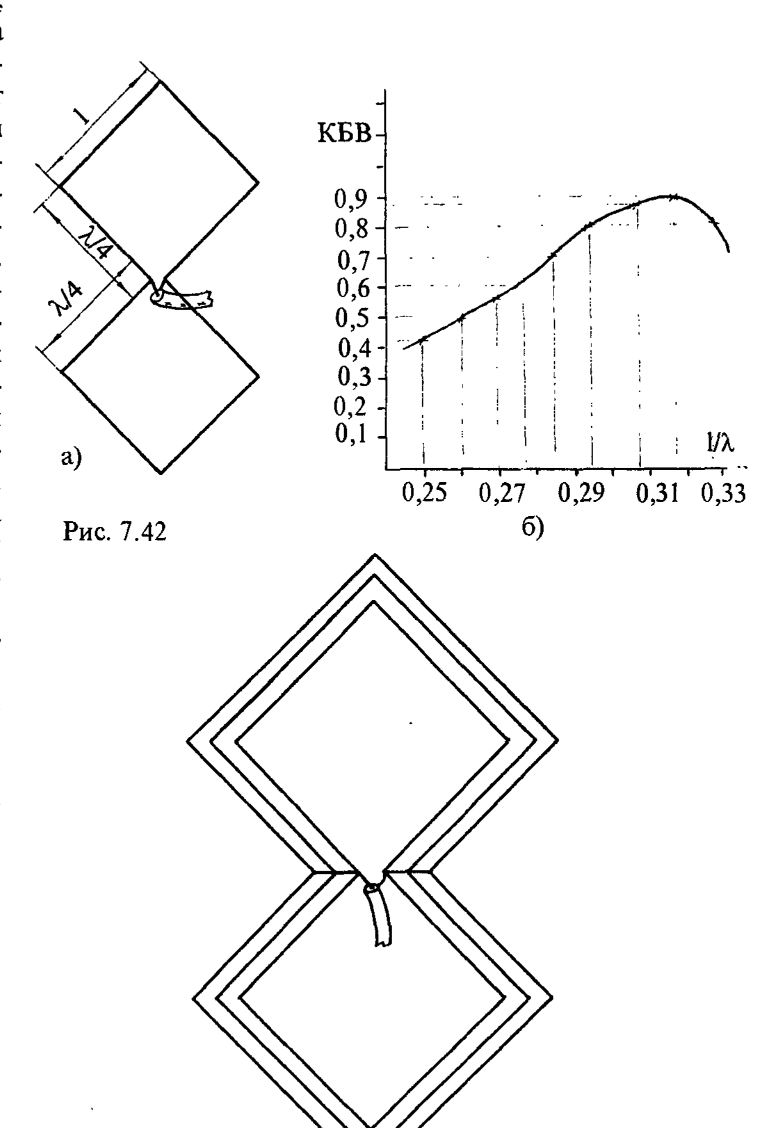


Рис. 7.42

Рис. 7.43

Коэффициенты усиления складываются, и суммарный коэффициент усиления двойной рамочной антенны, или как ее еще называют зигзагообразной антенны, достигает от 6 до 8 Дб. Возрастает и полоса пропускания такой антенны, увеличивается ее эффективность на высоких частотах. График КБВ приведен на рис. 7.42б. Для дальнейшего увеличения полосы пропускания антенны используют параллельное подключение нескольких антенн рис. 7.43 так, как это делают и в случае использования одиночных рамочных антенн. Из-за значительных размеров зигзагообразные антенны используют в основном только в УКВ диапазонах. Широкополосность антенны позволяет менее строго подходить к точному соблюдению ее размеров, как например в случае вибраторных директорных антенн.

Но эта широкополосность не позволяет использовать зигзагообразные антенны в качестве пассивных элементов многоэлементных директорных антенн. Для выполнения рефлектора используют либо лист металла, либо его эквивалент, выполненный из проводников рис. 7.44а. С таким рефлектором коэффициент усиления зигзагообразной антенны может

достигать 10—12 Дб (над изотропным излучателем).

Еще некоторое повышение усиления можно достигнуть установив два директора длиной примерно 0,48 длины волны антенны рис. Несмотря на то, что двойная рамочная антенна хорошо согласуется с коаксиальным кабелем, можно использовать и вариант питания через гамма согласование, предложенное в Л и показанное на рис. 7.44б. Такой вариант питания наиболее подходит при использовании зигзагообразной антенны на передачу, так как в этом случае минимизировано излучение гармоник передатчика. Также такое питание позволяет выполнить антенну цельнометаллической, и, следовательно, улучшить ее механические свойства.

Включение только двух рамок в одну систему не ограничивает использование зигзагообразных антенн в качестве антенн с высоким коэффициентом усиления. Был рассмотрен принцип объединения в одну систему двух зигзагообразных антенн, а также от 4 до 16 зигзагообразных антенн. Естественно, при объединении таких антенн соответствующим образом можно получить антенные системы, обладающие громадным коэффициентом усиления в диапазоне УКВ. К сожалению, размеры таких антенных полей получаются также весьма незначительными. Хотя двойные рамочные антенны и являются симметричными, симметрирование часто не используют, особенно при работе антенн в TV-диапазонах. Это связано с тем, что обычно такие антенны выполняют широкополосными, что нельзя сказать о симметрирующих устройствах УКВ диапазонов. Также ввиду небольших зигзагообразных антенн и большого удаления от них посторонних предметов, рассимметрирование проявляется не сильно и потери от него незначительны.

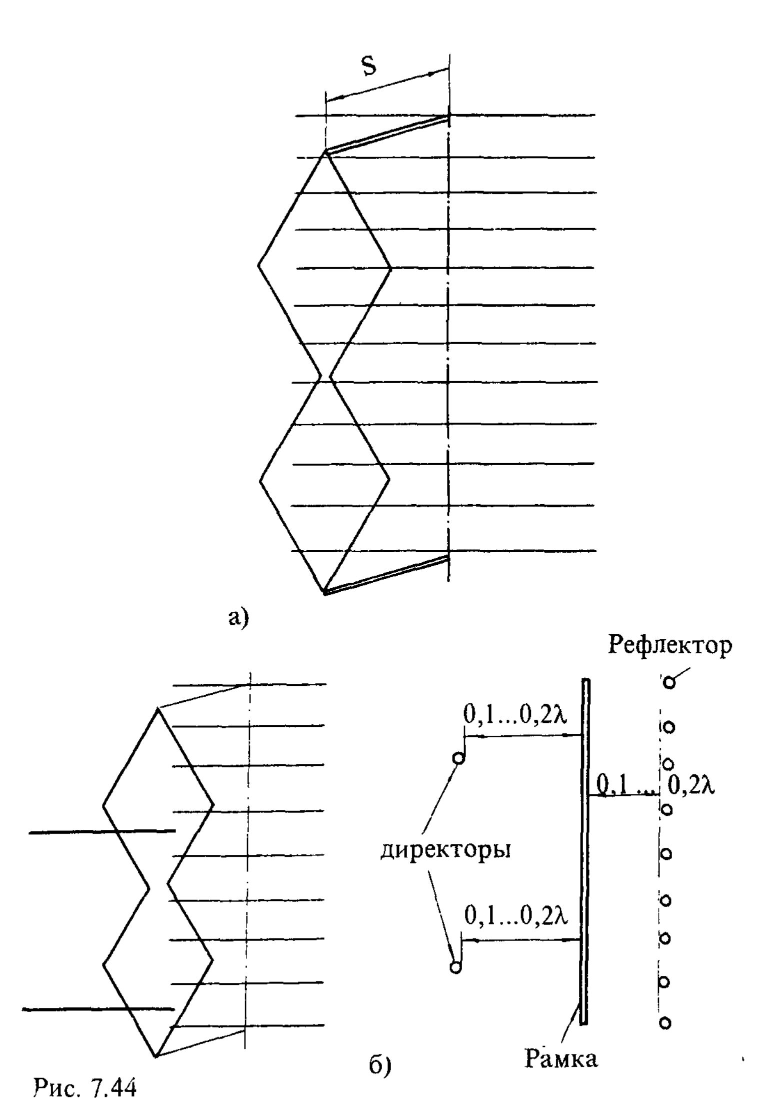


Рис. 7.44

Для успешной работы таких антенн их необходимо располагать как можно выше над землей, хотя уже при подвесе более длины волны все параметры антенн сохраняются.

Диаграмма направленности зигзагообразной антенны имеет форму восьмерки, но ее лепестки уже, чем для одиночной рамки.

ОТКРЫТЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Открытая рамочная антенна показана на рис. 7.45а. Она образована путем сгибания в квадрат диполя, с длиной плеч, равной длине волны. Распределение тока и напряжения показано на рис. 7.45б. Поскольку такой волновой диполь имеет коэффициент усиления около 5 дБ над четвертьволновым диполем, то очевидно, что открытая рамка также будет иметь примерно такое же — чуть меньше — усиление. На практике оно получается около 6—7 ДБ над изотропным излучателем. Так как диполь с такой длиной плеч имеет высокое входное сопротивление, то и открытый квадрат будет иметь высокое входное сопротивление. Оно будет равно примерно от 800 Ом до 5 КОм, в зависимости от толщины провода, из которого выполнена рамка. Полоса пропускания такой антенны будет несколько меньше, чем для обычной рамки. Но все же вполне достаточная для работы в каждом любительском диапазоне частот. Для питания открытой рамки можно использовать двухпроводную открытую линию. В этом случае рамка будет работоспособна не только на своей резонансной частоте, но и на своих низкочастотных и высокочастотных гармониках. Т. е. открытая рамка, с периметром в 40 метров, предназначенная для работы на 20-метровом диапазоне, будет работать в диапазоне частот от 10 до 80 метров. Но если

необходимо тщательное согласование, например для построения рамки на 6 или 10 метровый диапазон, то используют λ/4-волновой трансформатор. Можно использовать 2 типа таких трансформаторов: открытый и закрытый. Закрытый трансформатор показан на рис. 7.45в. Здесь используют то, что замкнутая λ/4 волновая линия имеет на открытом конце высокое входное сопротивление, а на замкнутом — низкое. Основываясь на этом, можно к открытому концу подключить высокоомную рамку, а на некотором расстоянии X от закрытого конца, которое определяется экспериментально, 75- или 50-омный кабель. Настройка системы достигается как изменением расстояния X, так и изменением расстояния между проводами четвертьволнового трансформатора. При таком согласовании будет достигнут минимальный уровень излучения гармоник, производимых передатчиком.

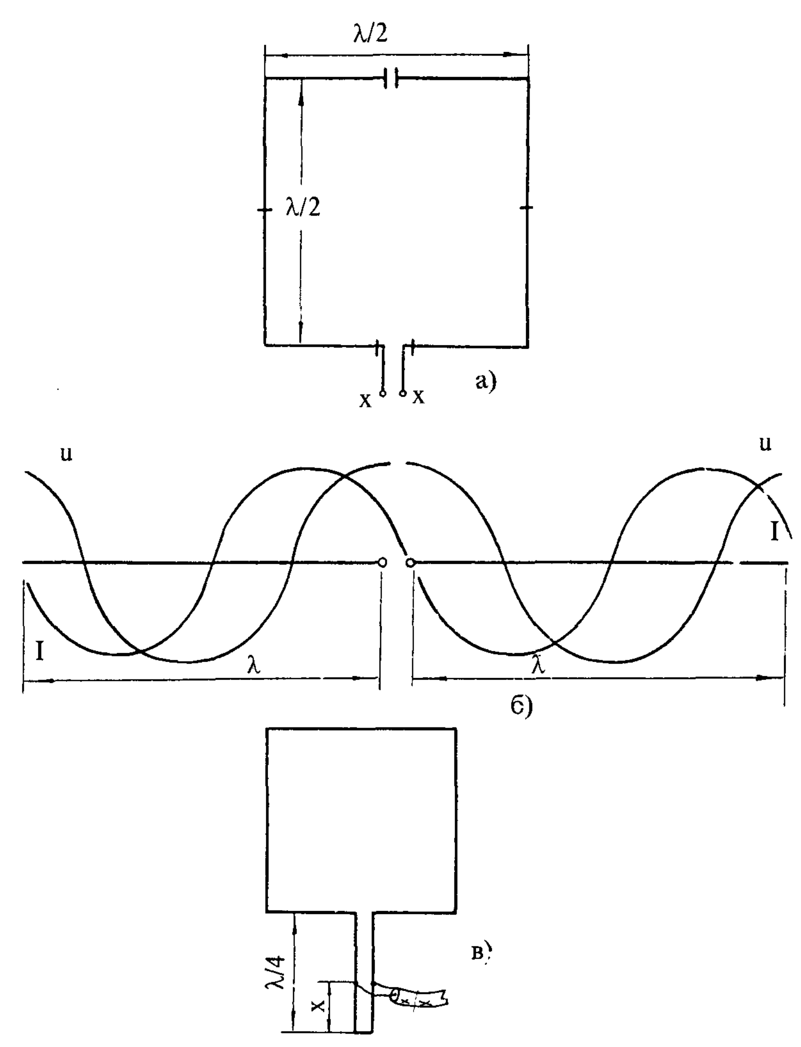


Рис. 7.45

При использовании открытого четвертьволнового трансформатора рис. 7.46 согласование происходит согласно общеизвестной формуле:

$$Z_p = \frac{Z_n}{Z_к}$$

где Z_p — входное сопротивление рамки,

Z_n — волновое сопротивление согласующей линии,

$Z_к$ — волновое сопротивление кабеля питания.

Здесь используют линию сопротивлением 500—600 Ом и коаксиал 75 Ом, что подходит для рамок с входным сопротивлением 3—5 Ом, которое они будут иметь при выполнении их из провода диаметром 1–3 мм.

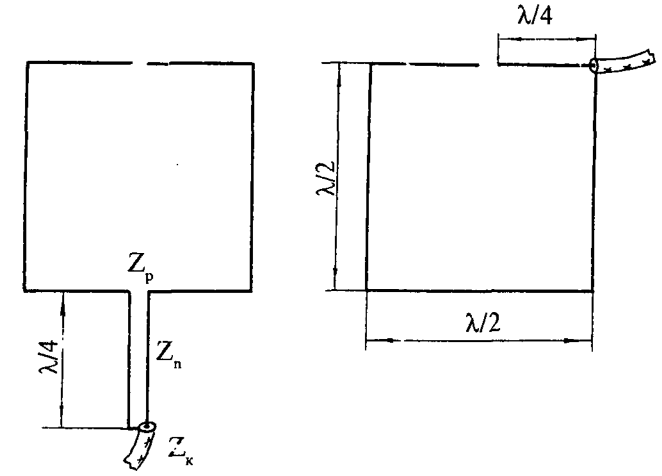


Рис. 7.46.

Для более тщательного согласования меняют волновое сопротивление линии путем изменения расстояний между ее проводниками. Можно использовать и линию в пластиковой изоляции — КАТВ или «лапшу», не забывая о ее коэффициенте укорочения. Так как открытая рамка является также симметричной антенной, необходимо использовать ее симметрирование, как было рассмотрено выше.

Все, что касается размещения над землей, а также КПД для закрытой рамки, верно и для открытой, с той лишь разницей, что лепестки ДН будут поуже, чем для обычной рамки.

Следует заметить, что способ непосредственного питания коаксиальным кабелем рис. 7.46 ведет обычно к рассимметрированию рамки. С таким питанием работа рамки на гармониковых частотах невозможна. В точках пучности напряжения, отмеченных на рис. штрихами, необходимо применять высококачественные изоляторы, особенно в точке разрыва.



Использование любого укорочения проводников — либо емкостного, либо индуктивного, резко снижает эффективность открытой рамки и уменьшает ее полосу пропускания до неприемлемого уровня.

МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ АНТЕННЫ С АКТИВНЫМ ПИТАНИЕМ

В антенне с активным питанием ее элементов диаграмма направленности формируется путем взаимодействия излученных каждым вибратором радиоволн. В этом случае суммарная диаграмма направленности зависит от диаграммы направленности каждого излучателя, расстояния между ними и разности фаз между токами, питающими эти излучатели рис. Отсюда понятно, что так как одиночная рамка имеет узкую диаграмму направленности, то суммарная ДН нескольких рамок будет еще более узкой. Следует обратить внимание, что коэффициент усиления системы из активных рамок выше, чем коэффициент усиления системы из такого же числа рамок, но из которых только одна является активной.

Поскольку при наличии двух активных близко расположенных рамок, при питании их током различных фаз можно создать ДН с главным лепестком в практически любую погоду, остановимся только на часто встречающихся вариантах активных рамочных антенн. Этот вариант показан на рис. 7.47б. Он представляет собой две рамки, на расстоянии четверти длины волны, питаемые со сдвигом фаз 90 градусов. Направление излучения главного лепестка показано на рисунке. Характеристики такой антенны: усиление не хуже 12 ДБ, не лучше 14 ДБ, отношение излучения вперед-вбок более 30 ДБ. На практике, из-за того, что в качестве питающей линии используется коаксиальный кабель, линия питания элементов выглядит как показано на рис. 7 47а . Также в качестве элементов можно использовать не только квадраты, но и другие фигуры — дельты, ромбы, круги. Входное сопротивление такой антенны будет в пределах 60 Ом, что позволяет использовать для ее питания любой коаксиальный кабель — 75 или 50 Ом. Но иногда используют в качестве «рефлектора» такой антенны элемент, имеющий размеры рефлектора для обычной пассивной многоэлементной антенны. Но такое построение антенны несколько усложняет ее согласование, хотя безусловно несколько улучшает ее характеристики.

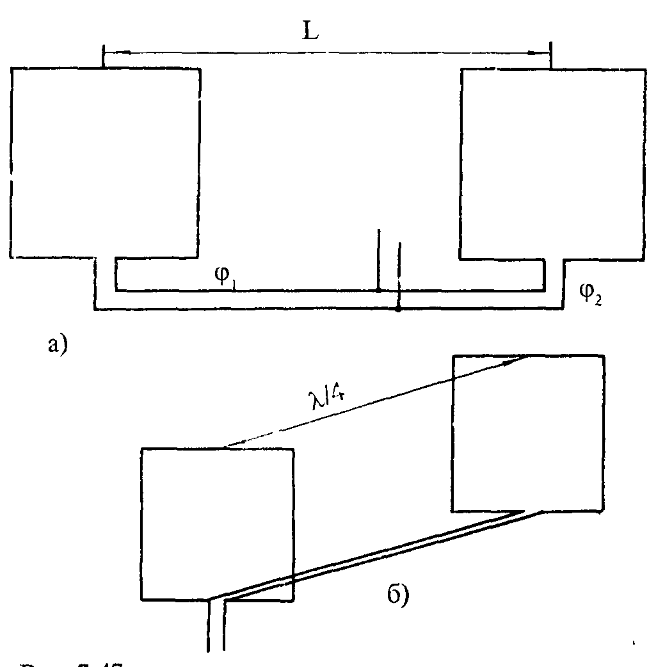


Рис. 7.47

Для конструирования активных направленных систем подходят любые рамки, закрытые, открытые, укороченные и даже широкополосные нерезонансные. Благодаря активному питанию рамок, антенна работает не только на своей основной частоте, но и на резонансных частотах рамок, необходимо лишь согласовать антенную систему с линией питания, что возможно с помощью тюнера. На других частотах диаграмма направленности будет отличаться от ДН на основной частоте, но она может быть определена практически.

Еще одна распространенная конструкция антенны с активным питанием основана на широкораспространенной антенне. Именно здесь и оправдано использование рефлектора длиной несколько большей, чем вибратора рис. 7.47. Питают антенну в точках XX через коаксиал 75 Ом. Фазирующая линия имеет волновое сопротивление 300 Ом, хотя оно и некритично. Параметры этой антенны несколько хуже, чем классической четвертьволновой (т.е. питаемой со сдвигом фаз 90 градусов и имеющей расстояние между рамками λ/4). Коэффициент усиления в прямом направлении 5,6 Дб обратное ослабление 40 Дб. Для выполнения этой антенны также можно использовать резонансные закрытые — как полноразмерные, так и укороченные различными способами рамки, так и открытые рамки. Использование нерезонансных рамок также возможно для выполнения этих антенн. Антенна может работать и на других резонансных частотах рамок.

НОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ С ПАССИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Принцип работы многоэлементной антенны с пассивными элементами основан на взаимодействии поля излучения активного элемента с полями переизлучения, создаваемыми пассивными элементами,

которые, в свою очередь, образуются от энергии, излученной активным элементом. Для создания соответствующего распределения необходимо, чтобы рефлектор был настроен на частоту чуть ниже частоты настройки излучателя, а директор — на частоту чуть выше.

Уровень переизлучения пассивными элементами существенно зависит как от частоты их резонансной настройки, так и от их добротности на резонансной частоте.

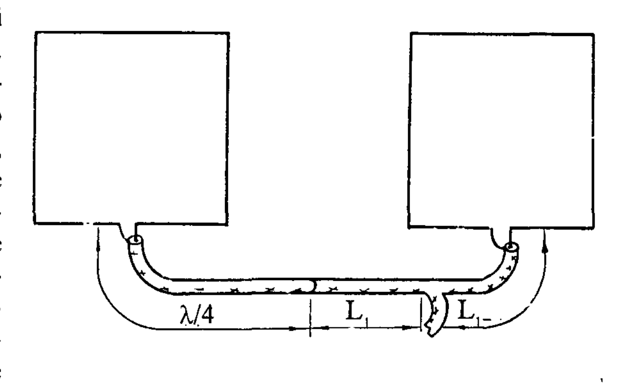
Выполнение пассивных элементов из тонкой проволоки, конечно, тонкой до определенных пределов, приводит к некоторому повышению эффективности антенны, за счет увеличения добротности пассивных элементов. Выполнение пассивных элементов толстыми несколько снижает эффективность за счет снижения уровня переизлучения. (Но толстые элементы будут великолепно работать в антенне с активным питанием элементов!). Так как толстые элементы имеют более широкую полосу пропускания, то уменьшится коэффициент усиления антенны, который прямо пропорционально связан с ее полосой пропускания. Вообще говоря, следует придерживаться следующих рекомендаций: все элементы антенны должны быть выполнены из материала одинаковой толщины — только в этом случае можно создавать оптимальную ДН для данной конструкции антенны; толщина вибратора d должна быть не более чем:

$d = \lambda/1000$ (для диапазона до 30 МГц)

$d = \lambda/100$ (свыше 50 МГц)

где λ — длина волны в метрах, на которой работает антенна, т.е. на диапазоне 10 метров толщина вибраторов должна быть не более 10 мм, на диапазоне 20 м — 20 мм и т.д. Пределы минимальной толщины следует признать равными 2—3 мм. При более толстых элементах коэффициент усиления уменьшается и полоса пропускания антенны возрастает (но в то же время упрощается ее настройка).

Усиление обеспечиваемое многоэлементной рамочной антенной (типа «волновой канал»), имеющей на один элемент больше рамочной, примерно равны. Это приведено в Л.21.1, Л.21.2 и во многой другой радиолюбительской литературе. Это связано с тем, что уже сам активный элемент антенны — квадрат имеет, как минимум, на 1 Дб усиление больше, чем усиление активного элемента антенны «волновой канал» — диполя. Играет свою роль и то, что большее усиление обеспечивают и пассивные элементы многоэлементной рамочной антенны. Можно принять цифры, что усиление относительно диполя двухэлементной рамочной антенны и трехэлементной дипольной — не менее 7 ДБ, усиление трехэлементной рамочной и 4-элементной дипольной не менее 9 ДБ, соответственно 4 и 5 элементных антенн — не менее 10 ДБ, т.е. видно, что после трех элементов резкий рост усиления прекращается, и добавления каждого директора дает прирост усиления всего лишь 1 ДБ. Отношение излучения вперед-назад может достигать на практике от 20 до 30 ДБ и сильно зависит от конструкции, питания и размещения антенны. Из этого видно, что наиболее оптимальной конструкцией является 2 и 3 элементная рамочная антенна. Прирост усиления первой по сравнению с обычной рамкой составляет менее 5 ДБ, а прирост усиления трехэлементной антенны по сравнению с двух — уже только 2 ДБ.



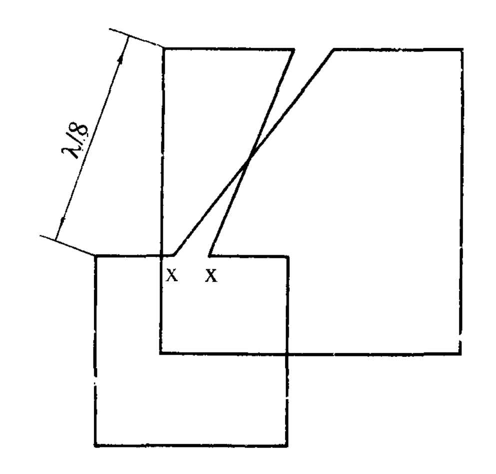


Рис. 7.48

Т.к. геометрию рамочной антенны составляют как горизонтальные, так и вертикальные проводники, то рамочная многоэлементная антенна излучает как вертикально, так и горизонтально поляризованную волну, так как это было показано в предыдущих главах. То же самое относится и к положению антенны относительно земли. Рамочная антенна уже будет работать на высоте подвеса нижней ее части около 0,1 от длины волны, на которой работает антенна. Конечно, лучшие результаты будут при высоком подвесе антенны.

Поскольку составные части многоэлементной рамочной антенны — рамка широкополоснее, чем составные части YAGI — диполи, то и сама многоэлементная антенна широкополоснее YAGI, которая часто работает лишь в части любительского диапазона. Правильно настроенная многоэлементная рамочная антенна работает во всем любительском диапазоне с приемлемым КСВ. Ее широкополосность должна быть не менее 2—3-х от центральной рабочей частоты. Входное сопротивление многоэлементной

рамочной антенны может достигать 75 Ом для двухэлементной и 50 Ом для трех и более элементной антенны. Входное сопротивление зависит от настройки пассивных рамок, от местоположения антенны относительно посторонних предметов и высоты ее подвеса, и может быть от 40 до 80 Ом. Вот почему, хотя антенну и можно запитать непосредственно кабелем с подходящим волновым сопротивлением, гораздо лучше будет использовать гамма согласование. Размеры его будут совпадать с размерами уже здесь описанного гамма согласования для одиночной рамки. Понятно, что многоэлементная рамочная антенна при использовании гамма согласования будет строго однодиапазонной антенной, причем с минимумом излучения различных высокочастотных и низкочастотных гармоник передатчика. При питании же антенны непосредственно через коаксиальный кабель, она в принципе может работать на нечетных гармониках рамок, также при соответствующем согласовании, с очень малой эффективностью в диапазонах в 2—3 раза ниже резонансного диапазона волн.

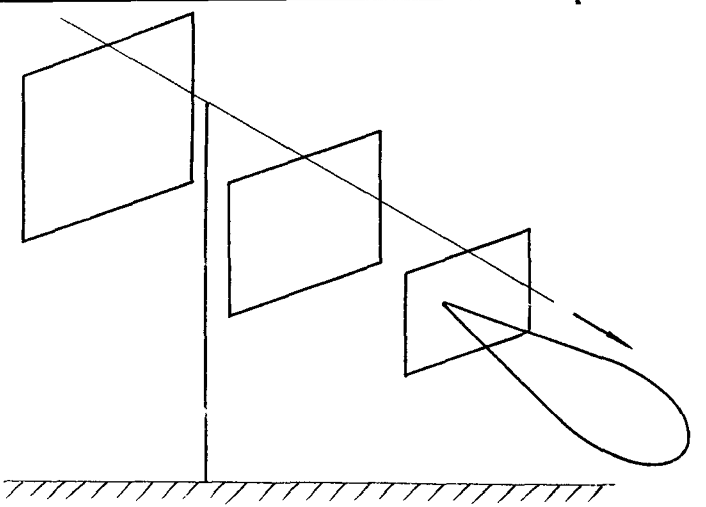


Рис. 7.49

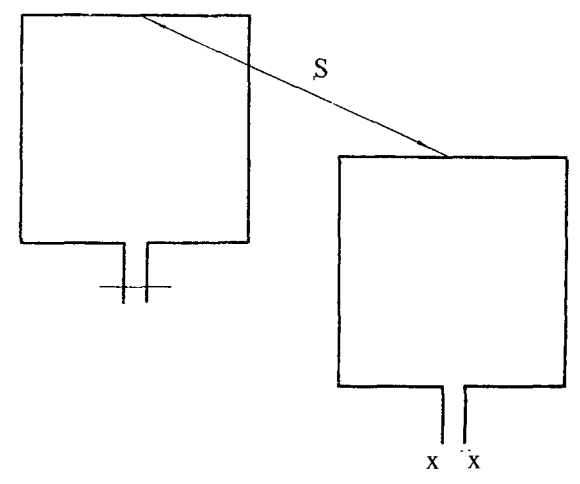


Рис. 7.50

Все, что касается симметрирования одиночной рамки, особенно верно и для многоэлементной системы, так как в этом случае даже небольшое рассимметрирование может сместить и исказить лепесток ДН.

Что касается поляризации и качественного вида ДН (в направлении главного излучения) для рамок различных конфигураций и подвеса, то все, что касалось одиночной рамки, верно и для многоэлементной антенны. Но здесь необходимо более критически относиться к высоте подвеса, т.к. в этом случае земля влияет сразу на несколько рамок — рефлектор, излучатель, директор. А в этом случае суммарное дестабилизирующее влияние может существенно ухудшить параметры антенны и потребовать более серьезной и тщательной ее настройки.

Иногда многоэлементные антенны, при подвесе их на высоту не менее длины волны выполняют наклонно к земле рис. Это делают с той целью, чтобы основной лепесток излучения был еще более пологим к горизонту. Многоэлементная антенна, расположенная на высоте четверти длины волны над землей, всегда будет иметь максимум главного лепестка в 45 градусов под горизонт, а при высоте менее этот лепесток поднимется еще выше. Но наряду с главным лепестком всегда будут побочные лепестки, расположенные под малым углом к горизонту, поэтому с многоэлементной антенной с низким подвесом возможны как местные, так и дальние связи, а уже с антенной с высоким подвесом, начиная с длины волны, на которой работает антенна, только дальние связи.

РАЗМЕРЫ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ РАМОЧНЫХ АНТЕНН

При изготовлении многоэлементных антенн следует стремиться к возможной оптимизации их параметров. Для двухэлементной антенны коэффициент усиления и КНД зависят как от расстояния между рефлектором и активным элементом, так и от размеров рефлектора. Как проверено на практике оптимальный рефлектор для двухэлементной антенны должен быть на 5—6% длиннее ее активного элемента. Рефлектор можно выполнить сразу длиннее, а можно выполнить его и подстроечным рис. 7.51.

Первоначально рефлектор и вибратор выполняют одинаковых размеров, затем изменением длины рефлектора, путем перемещения перемычки, настраивают антенны или по максимальному усилению или по максимальному ослаблению заднего лепестка — эти настройки немного не совпадают.

В большой мере зависит усиление антенны от расстояния между рефлектором и вибратором рис. 7.51. Как видно из этого графика оптимальное усиление двухэлементной антенны будет при расстоянии вибратор-рефлектор 0,175. Но антенна будет эффективно работать и при расстоянии, равном от 0,05 до 0,25 длины волны.

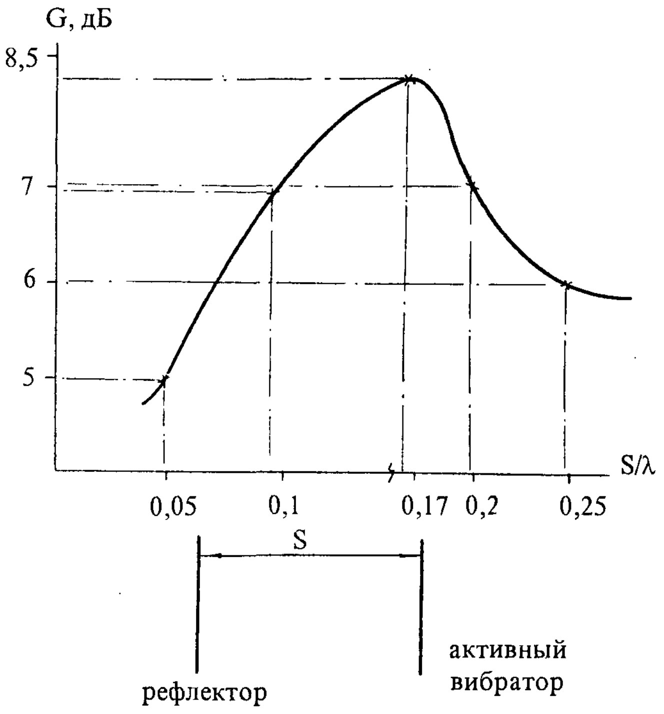


Рис. 7.51

Это дает возможность создания таких антенн, как и других как укороченных, так и удлиненных направленных рамочных антенн. Это может быть очень удобно как при недостатке места, так и при размещении рамок вибратора и рефлектора на уже установленных мачтах или каких-либо других опорах.

Отношение излучения вперед/назад двухэлементной антенны может составлять по теории не менее 26 ДБ, хотя на практике эта величина бывает ниже и обычно достигает около 24 ДБ для квадратов, выполненных на каркасе из изоляционного материала, и может быть не лучше 20—22 ДБ для антенны, в конструкции которой задействованы металлические несущие элементы.

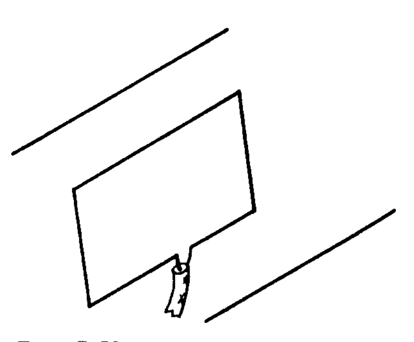
Металл внутри рамок поглощает и переотражает электромагнитную энергию, что ухудшает характеристики антенны. Также ведет к ухудшению характеристик рамочных антенн размещение нескольких антенн на одной траверсе. А если еще используется и питание всех рамок через один кабель, то тогда добиться отношения излучения вперед-назад лучше 20 ДБ вряд ли удастся. Здесь можно попытаться использовать поляризационное разделение внутренних рамок, но в этом случае коаксиальный кабель, идущий от неиспользованной в данный момент рамки, необходимо нагружать на какую-либо переменную реактивность — катушку или конденсатор или их систему, и согласовывать эту антенну по минимуму влияния на рабочую.

Как было сказано выше, добавление лишнего директора повышает коэффициент усиления элементной антенны примерно на 2 ДБ, а 3-х и более элементной антенны приблизительно на 1 ДБ. График расстояния оптимального расположения директора относительно рефлектора почти совпадает с графиком, приведенным на рис. 7.51 с той лишь разницей, что максимум усиления будет на расстоянии, равном 0,2 длины волны. Периметр директора трехэлементной антенны должен быть на 2,5—3% короче активной рамки, а периметр рефлектора на 3—4% длиннее, для четырех и более элементной антенны рефлектор длиннее на 2,5—3%, а директоры короче на 2% активной рамки. Оптимальные размеры рамочных многоэлементных антенн приведены в табл. 7-5. Следует также помнить, что лучше всего выполнять пассивные элементы антенны подстроечными. Это дает возможность точно настроить антенну по максимуму коэффициента усиления в реальных условиях.

Иногда используют упрощенные пассивные элементы, выполненные в виде диполей рис. 7.52

Рамка при использовании таких диполей будет иметь меньшее усиление и большой уровень заднего излучения, чем при использовании рамочных пассивных элементов.

Следует правильно размещать пассивные диполи для реальной рамочной антенны, имеющей преобладающую вертикальную или горизонтальную поляризацию. В общем случае, при питании перпендикулярно горизонтальной стороне поляризация будет горизонтальной, при питании перпендикулярно вертикальной стороне поляризация будет вертикальной. Следует также учитывать, что было сказано выше о поляризации рамок с низким подвесом. Размеры диполей для рефлектора и директоров должны быть вдвое меньше периметра соответствующей пассивной рамки. Желательно, также и для диполей предусмотреть возможность регулировки их размеров.


Рис. 7.52

Возможно использование и других резонансных элементов в качестве пассивных элементов.

ТАБЛИЦА 7-5

Двухэлементная рамочная антенна ($R_{d} \approx 75\ \Omega$)											
F, МГц	1,88	3,6	7,05	10,12	14,25	18,1	21,25	24,9	27	28,5	51
B, вибратор	161,17	84,16	43	30	21,26	16,7	14,26	12,17	11,22	10.63	5,94
S, расстояние — P	19,14	10	5,1	3,55	2,52	1,98	1,7	1,44	1,33	1.26	0.7
P, рефлектор	169,2	88,33	45,1	31,42	22,3	17,56	15	12,77	11 77	11.16	6.23
Трехэлементная рамочная антенна ($R_{d} \approx 75\ \Omega$)											
B	162	84,6	43,2	30	21,36	16,8	14,33	12,23	11,28	10.68	5.97
S**	27,12	14,16	7,23	5,1	3,57	2,8	2,4	2,04	1,89	1,79	1
P	166	86,67	44,25	30,8	22	17,23	14,7	12,53	11,55	10,94	6,11
Директор	155	80,8	41,3	28,75	20,42	16,1	13,7	11,68	10,78	10,21	5,7
Четырех- пятиэлементная* рамочная антенна ($R_{d} \approx 75\ \Omega$)											
P	164,4	86	43,8	30,5	21,68	17,1	14,54	12,4	11,44	10,84	6
Д	156	81,6	41,7	29	20,63	16,24	13,8	11,8	10,89	10,31	5,76

* Здесь B, S аналогичны трехэементной антенне

** S — расстояние B—P, и B—Д, и Д—Д (для четырех- пятиэлементной рамки.

РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ УКВ

Из большого разнообразия рамочных антенн наиболее часто радиолюбители конструируют для диапазона УКВ антенны типа «квадрат» и «двойной квадрат». В отличие от вибраторных антенн эти антенны удобнее в конструктивном выполнении и менее подвержены влиянию электрических помех, в частности, помех от зажигания двигателей внутреннего сгорания.

Антенны типа «квадрат» чрезвычайно просты. Их расчет сводится к вычислению периметра проводника при условии, что сторона квадрата должна быть близка к четверти длины волны. Экспериментально определено, что общая длина провода излучающей квадратной рамки должна быть на 1,5% больше λ (т.е. равна 1,015λ), чтобы выполнялись условия резонанса. В этом случае можно обходиться без дополнительных настроечных шлейфов.

Одиночную рамку на УКВ употр...яют редко. Чаще используют комбинацию рамка-излучатель и рамка-рефлектор, получившую наименование «двойной квадрат». Эта антенна изображена на рис. 7.53, где все размеры выражены в относительных единицах (в долях волны). Антенна «двойной квадрат» позволяет получить к. н. д. G = 5 дБ при ослаблении излучения назад около 20 дБ. Входное сопротивление антенны $R_{вх}$ = 70 Ом и ее можно непосредственно соединять с обычным 75-омным кабелем. Следует отметить, что при уменьшении расстояния между рамками входное сопротивление антенны несколько

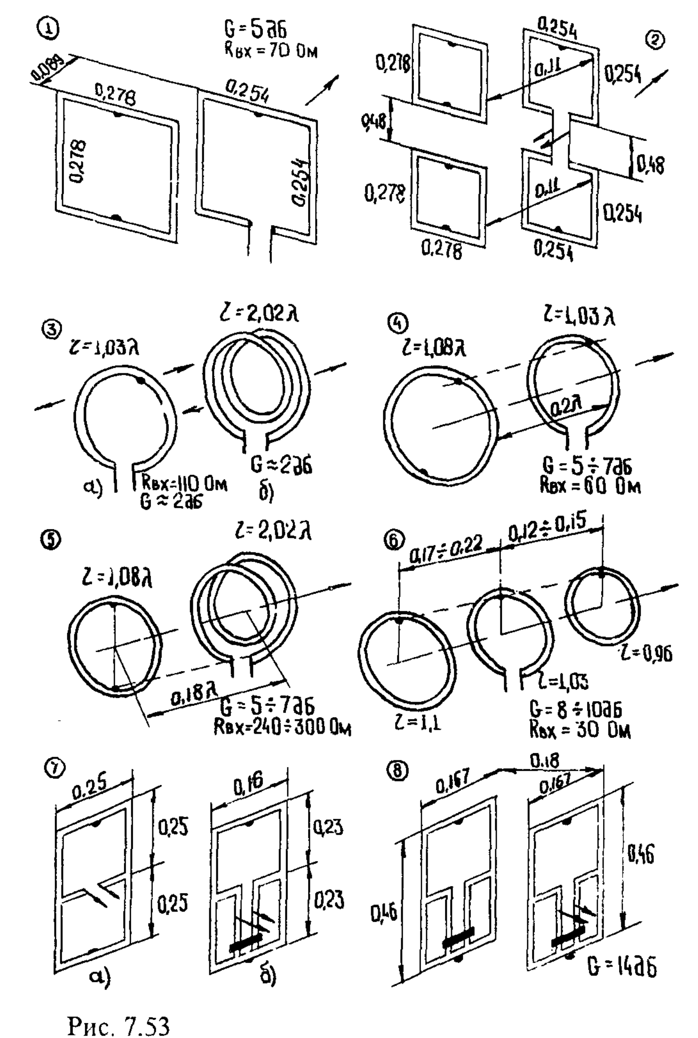


Рис. 7.53

уменьшается. При увеличении этого расстояния входное сопротивление и к. н. д. увеличивается. максимальный к.н.д. (около 8 дБ) получается при оптимальном расстоянии 0,2λ.

При расчете рамочных антенн их линейные размеры можно определить с помощью правой части номограммы по относительным размерам, указанным на рис. 7.53.

На рис. 7.53 (2) показана двухэтажная антенна «двойной квадрат». Все сказанное выше относится к этой антенне. При расположении «двойных квадратов» друг над другом расстояние между этажами т.е. между центрами квадратов устанавливают не менее 0,5λ. Оптимальным является расстояние 0,625λ. На рис. 7.53 (2) рамки верхнего и нижнего этажей соединены отрезком двухпроводной линии длиной 0,48λ с волновым сопротивлением Z_0 = 180 Ом.

Всеми свойствами антенны типа «квадрат» и «двойной квадрат» обладают кольцевые антенны. Один излучающий кольцевой элемент рассчитывают исходя из тех соображений, что и «квадрат». Его к. н. д. G = 2 дБ при длине провода (излучателя) l = 1,03λ. Входное сопротивление такого элемента $R_{вх}$ = 110 Ом. Кольцевой элемент с кольцевым рефлектором, расположенным на расстоянии 0,2λ имеет к.н.д. G = 57 дБ. Такая комбинация имеет входное сопротивление $R_{вх}$ = 60 Ом., что удобно для согласования с коаксиальным кабелем. В качестве излучателя можно использовать кольцевой элемент из двух витков, показанный на рис. 7.53 (5). Его длину принимают равной l=2,02λ м. Антенна с таким элементом и одновитковым рефлектором расположенным на расстоянии 0,18λ, имеет входное сопротивление $R_{вх}$=240÷300 Ом, к.н.д. антенны G=5÷7 дБ.

Для трехэлементной антенны рис. 7.53 (6) в диапазоне УКВ расстояние между излучателем и рефлектором устанавливают равным (0,17—0,22)λ.

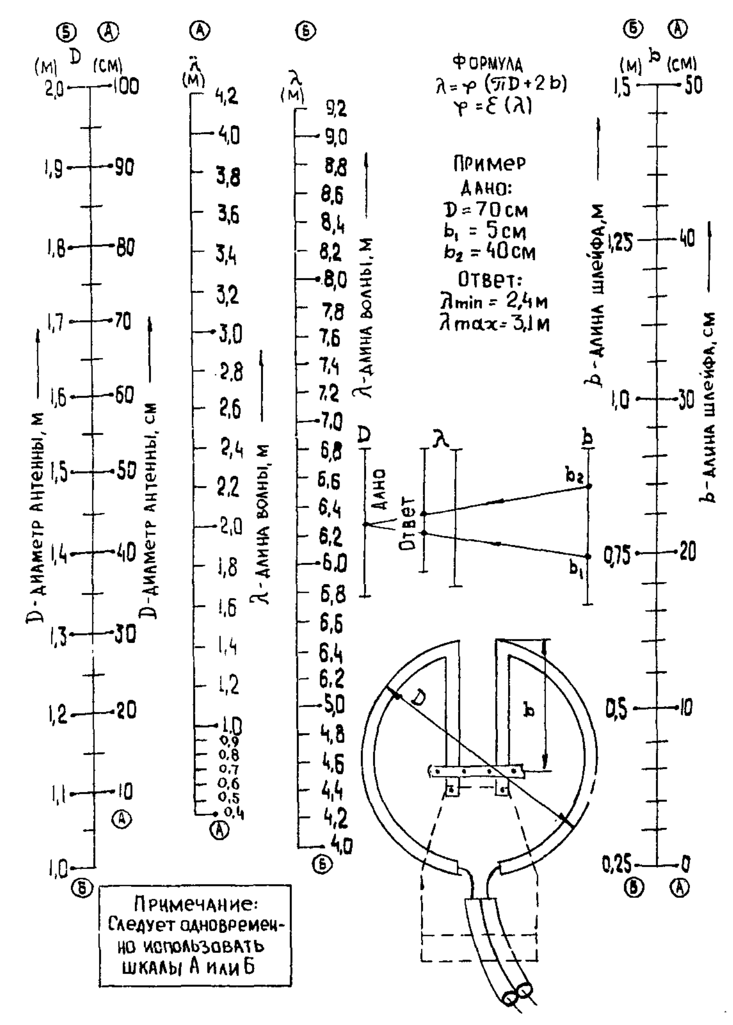


Рис. 7.54

Расстояние между излучателем и директором — (0,12—0,15)λ. Входное сопротивление системы Rвх = 30 Ом., к.н.д. G=8÷10 дБ. Ширина диапазона рамочных антенн невелика и составляет 3-4% средней частоты. Если кольцевые излучатели предназначены для работы с перестройкой по частоте, то их рассчитывают с помощью определенной номограммы № 31, позволяющей определить диаметр кольца для заданной средней длины волны. Длина настроечного шлейфа позволяет производить перестройку антенны в значительных пределах без изменения диаметра кольца. Для определения диаметра кольца на средних шкалах (А или Б) откладывают значения λ, а на шкале Б — выбранное из конструктивных соображений значение длины шлейфа. На шкале отсчитывают результат. При этом следует одновременно пользоваться шкалами А или Б. Возможно решение и обратных задач.

Пример. Вычислить в каких пределах может перестраиваться кольцевая антенна диаметром D=70 см, если настроенный шлейф может перемещаться от b_2=40 до b_1=5 см. Используя шкалы А, получают значения от $\lambda_{мин}$=2,4 м до λ_{max}=3,1 мм.

Некоторой разновидностью рамочных антенн является антенна типа «зигзаг», разработанная в 1960 г. Она находит широкое применение прежде всего как широкополосная антенна для приема телевидения. Именно в большой ширине частотного диапазона состоит выгодная особенность антенн типа «зигзаг». Эта антенна представляет собой два синфазно возбуждаемых квадрата, расположенных вдоль диагонали друг за другом. Антенна возбуждает в пространстве горизонтально поляризованную волну. Длина стороны каждого квадрата составляет 0,25λ. Квадраты можно изготовлять из стержней, из металлических полос. Иногда антенну составляют из двух вписанных друг в друга квадратов, соединенных

друг с другом в вершинах. Внутренние квадраты рассчитывают на самую высокую частоту диапазона, а внешние на низшую. Ширина рабочего диапазона такой антенны значительно больше.

В точках А и Б к антенне присоединяют коаксиальный кабель, причем его оплетку припаивают к одной точке, а внутренний проводник — к другой. Кабель в изоляции проводится по сторонам квадрата. Верхнюю и нижнюю вершины квадратов можно заземлять и крепить к несущим конструкциям, в то время как боковые вершины следует хорошо изолировать по высокой частоте.

С антенной «зигзаг» употребляют экран-рефлектор, расположенный на расстоянии 0,12λ от плоскости антенны. Это расстояние некритично и может меняться в пределах (0,1—0,2)λ. Экран можно выполнять в виде решетки из горизонтальных стержней на расстоянии 0,05λ друг от друга. Размеры экрана показаны на рис. в долях для зигзагообразной антенны из двух вертикальных элементов, а для двух элементов, расположенных рядом на расстоянии 0,6λ — на рис.

Входное сопротивление антенны, изображенной на рис. Rвх=60 Ом, к.н.д. G=11÷12 дБ. Для антенны к.н.д. G=14÷15 дБ.

Некоторой популярностью у радиолюбителей пользуется так называемая «скелетно-щелевая» антенна, показанная на рис. 7.53 (7). Антенна представляет собой разновидность антенны «двойной квадрат». Диаграмма направленности этой антенны имеет форму вытянутой восьмерки. Для подавления заднего лепестка вводят пассивный рефлектор, длина которого на 6% больше, чем высота половины рамки. Коэффициент направленного действия антенны G = 8÷9 дБ. Питание антенны можно производить симметричным фидером с любым волновым сопротивлением. Согласование его с входным сопротивлением антенны осуществляют перемещением точки присоединения по горизонтальной двухпроводной линии, на которой укреплен рефлектор.

Антенна имеет полосу рабочих частот не менее (15—20%) средней частоты. Она удобна для приема телевизионных программ одновременно по нескольким каналам. При этом используют значение средней длины волны всего диапазона.

Значительно большую направленность можно получить, используя системы из двух рамочных антенн, показанных на рис. 7.53 (8). Такие рамки располагают на расстоянии 0,18λ друг от друга, что обеспечивает к. н. д. около 14 дБ. Перемещение точки питания по вертикальному отрезку линии, находящейся в центре антенны, позволяет присоединять к антенне фидер с любым волновым сопротивлением.

АНТЕННА «ГИБЕЛЬ ПОМПЕИ» «2 ELEMENT DELTA LOOP»

В предлагаемой конструкции антенны есть ряд существенных преимуществ:

— простота и малый расход материалов

— малая парусность

— возможность монтажа по частям, непосредственно на рабочей высоте

— многодиапазонность и возможность компоновки любых диапазонов от 7 до 29 МГц

— возможность получения оптимального расстояния 0,2 для каждого диапазона и разнесения рамок в разных плоскостях.

Конструкция антенны показана на рис. 7.55. Для упрощения указаны только рамки самого низкочастотного диапазона. Остальные рамки располагаются внутри конструкции. Оба элемента — вибратор и рефлектор — имеют одинаковые размеры. Резонанс рефлектора достигается с помощью удлиняющих шлейфов. Все необходимые размеры приведены в табл. 7-6.

Технология сборки антенны такова:

На мачте (редукторе) А устанавливается стойка Е с траверсой В и крестовиной Г. На траверсе В предварительно закреплены (через

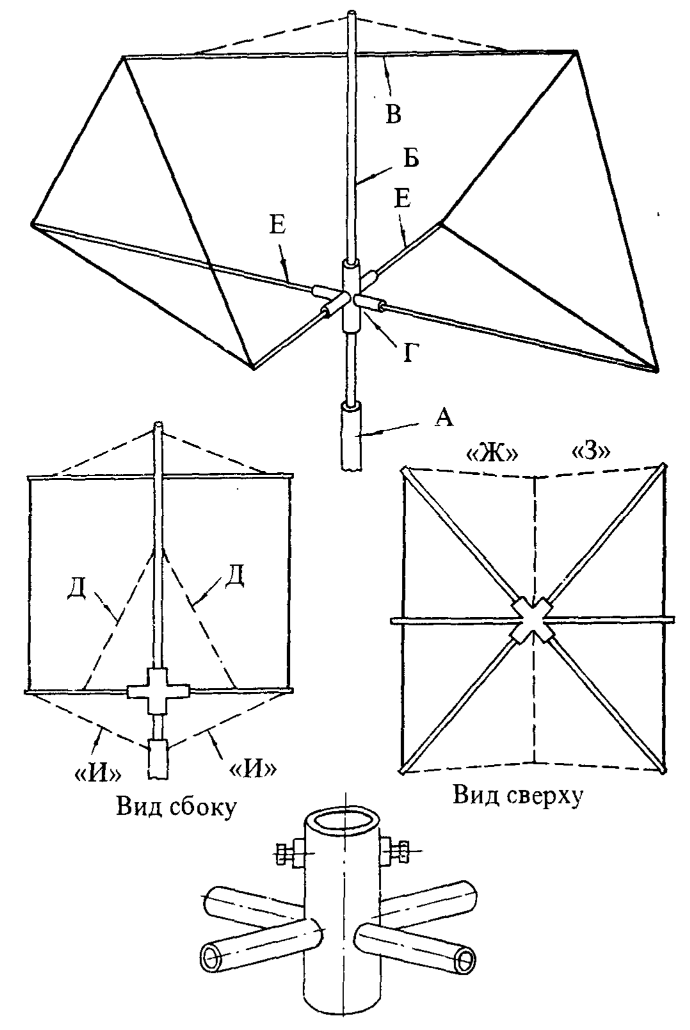


Рис.7.55. Антенна «2 ELEMENT DELTA LOOP»

изоляторы рамки самого низкочастотного диапазона, а также изоляторы остальных планируемых диапазонов).

В изоляторы продеты капроновые шнуры. При необходимости на стойке Б предварительно устанавливают растяжки Д, концы которых свободно висят на распорках Е. В предварительно размеченных местах поочередно через изоляторы крепятся углы рамок остальных диапазонов. На концах распорок Е увязываются растяжки Ж с плавающим изолятором в середине и растяжкой И. Длина растяжек Ж заведомо выбирается несколько большей, чем расстояние между рамками самого низкочастотного диапазона.

На концах распорок Е увязываются растяжки З.

Распорки Е поочередно вставляются в крестовину Г и фиксируются.

Крестовина Г с помощью стопорных болтов фиксируется в нужном положении.

С помощью растяжек З и И производят натяжку крайних рамок и распорок Е.

С помощью капроновых шнуров, продетых в изоляторы на траверсе В, производят натяжку рамок остальных диапазонов.

При наличие растяжек Д их увязку производят на распорках Е как можно дальше от мачты.

Несколько рекомендаций: для распорок Е можно использовать бамбук, рейки, дюралюминиевые трубы, разделенные на 2—3 секции изоляторами, для растяжек Ж и З можно использовать стальную оцинкованую проволоку диаметром 1,5...2,0 мм «разбитую» изоляторами через 50...80 см. На изоляторы вполне годится стеклотекстолит толщиной 4...8 мм, растяжки И необходимо делать из проволоки диаметром не менее 2,5 мм, т.к. на них приходится основная нагрузка при сильных ветрах, «запитку» вибраторов следует производить с «угла», причем центральную жилу кабеля (75 Ом) подключать к вертикальной части рамки, а экран — к горизонтальной. Таким образом достигается большая эффективность антенны при малой высоте ее установки. Настройку рефлектора следует производить по максимуму излучения «вперед», используя простейший индикатор напряженности поля непосредственно на рабочей высоте. Дотянуться до шлейфов диапазонов 28...14 МГц, стоя на мачте, не составляет труда.

В заключение хотелось бы подчеркнуть, что усиление этой антенны приравнивается к усилению антенны «Двойной квадрат» — 6...8 дБ, но ее суммарная эффективность несколько выше. Об этом упоминается во многих радиолюбительских справочниках.

В отличие от известной конструкции типа «Еж» и «Двойной квадрат»изготовление крестовины Г не представляет больших проблем. Отрезки трубы (уголков) длиной 30...40 см привариваются к 20...30 см отрезку трубы, диаметр которой позволяет свободно перемещаться по стойке Б. Необходимые углы можно рассчитать. Но как все грани находятся, в отличие от «Ежа», в одной плоскости, целесообразно использовать масштабный рисунок. По этому рисунку можно согнуть проволочный шаблон, который позволяет выдержать необходимые углы при сварке.

ТАБЛИЦА 7-6

Диапазон, м	Размер стороны рамки, см	Размер шлейфа 2, см	Расстояние между рамками, см	Высота рамки, см	Длина распорок «Е» от мачты, см
7	1450	100	869	1240	844
10	1011	70	607	864	589
14	724	60	434	619	422
18	564	50	338	482	329
21	483	45	289	412	282
24	410	40	246	350	239
28	359	40	215	308	210

АНТЕННА «АВРОРА» НА 144 МГЦ

Приведенные в описании размеры рассчитаны на частоту 144,5 МГц, но приемлемый КСВ сохраняется в полосе частот ±1,5 МГц. Данная антенна может работать не только в диапазоне 2 м, но и на частотах 50...300 МГц при пересчете ее габаритных размеров.

Сторона излучателя = 76150/F.

Сторона рефлектора = 83500/F.

Расстояние излучатель — рефлектор = 25700/F (размеры — в мм, F — в МГц).

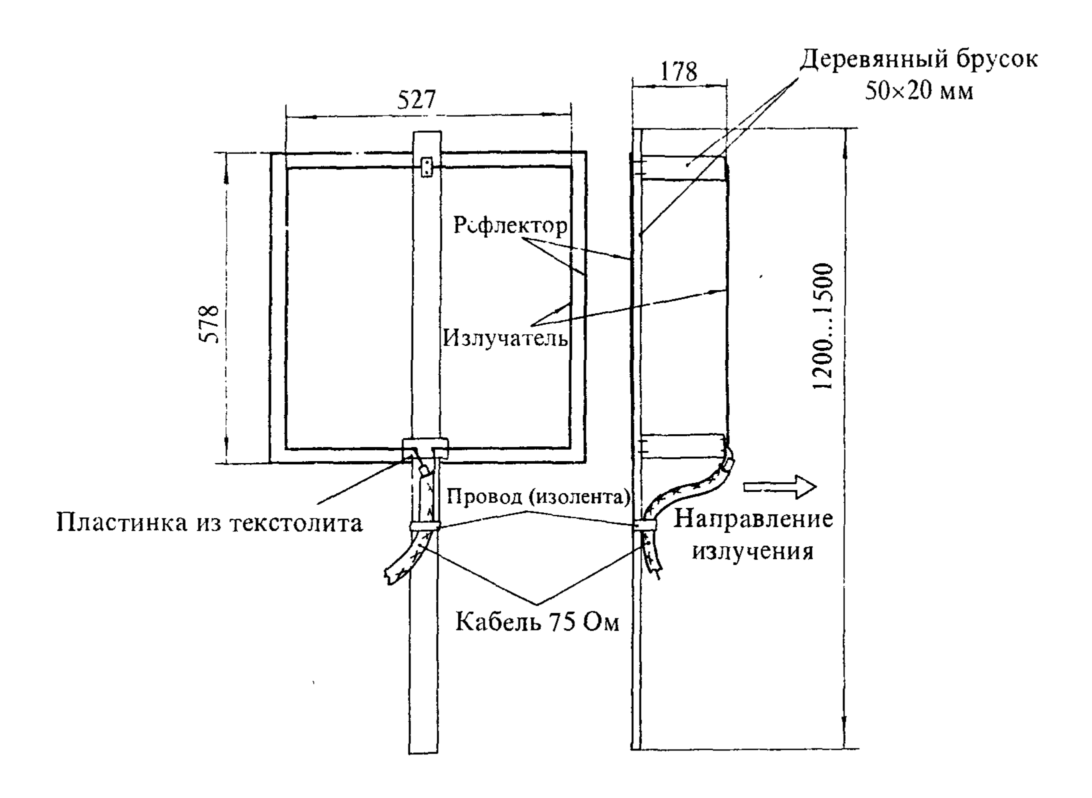


Рис. 7.56. Двойной квадрат на 144...146 МГц.

АНТЕННА «СВЯЩЕННЫЙ ГРАЛЬ» — ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ С АКТИВНЫМ ПИТАНИЕМ НА ДИАПАЗОНЫ 40/80 М

Общие соображения. Антенна представляет собой двухэлементную систему с активным питанием и вертикальной поляризацией. Элементы антенны — треугольные поляризованные рамки, расположенные в параллельных плоскостях. расстояние между элементами выбрано равным 10,7 м, что составляет соответственно 0,125λ на 80 м и 0,25λ на 40 м.

Входное сопротивление треугольной рамочной антенны с периметром близким λ и 2λ, на резонансной частоте равной соответственно $Z_\lambda = 150 + j_0$ Ом и $Z_{2\lambda} = 180 + j_0$ Ом, а неравномерность диаграммы направленности в горизонтальной области не превышает 6 дБ.

Питая элементы антенны со сдвигом фаз, равным 135° на 80 м и 90° на 40 м, удалось переключить диаграмму направленности на обоих диапазонах. Конструкция антенны. Эскиз антенны приведен на рис.7.57. Полотна антенны выполнены из медного провода диаметром 2...2,5 мм (возможно применение

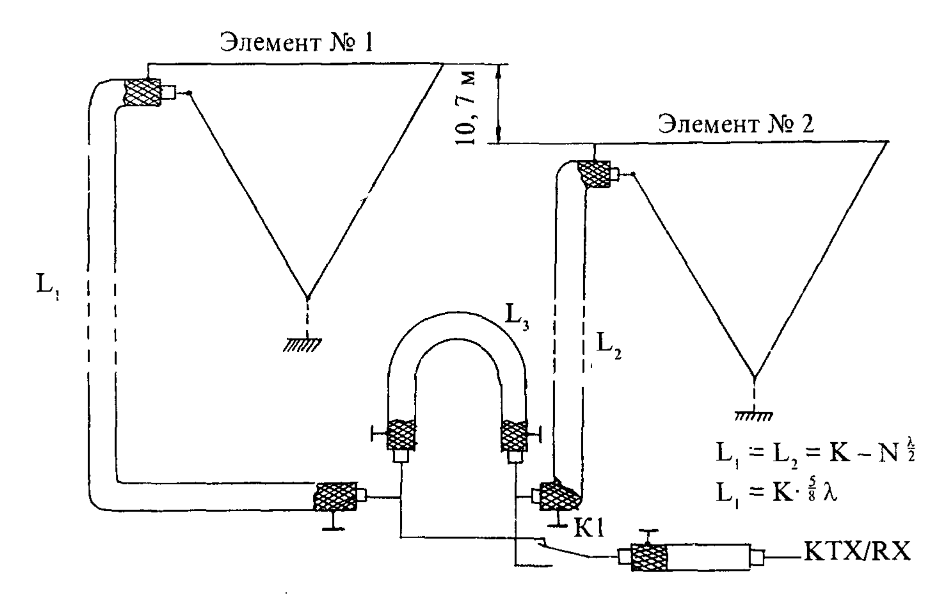


Рис. 7.57

полевого телефонного провода, биметалла, антенного канатика). Ориентировочный периметр рамок рассчитывается по формуле:

$$L = \frac{306,5}{f_1}$$

где L — периметр рамки, мм,

f_1 — частота, соответствующая середине диапазона, МГц.

В описываемой конструкции периметр рамки равен 87,57 м. Окончательная длина рамки подбирается в ходе настройки, причем совершенно необходимо, чтобы периметры обеих рамок были одинаковы.

Отрезки L_1 и L_2 изготовлены из 75-омного коаксиального кабеля и имеют одинаковую длину (для облегчения настройки) кратную 2 для диапазона 80 м. Имеется в виду «электрическая длина», которая определяется при помощи ГИРа, измерителя частотных характеристик (типа Х1-7б) или другими методами. Фазосдвигающий отрезок 3 также изготовлен из 75-омного коаксиального кабеля и его приблизительная длина может быть рассчитана по формуле:

$$L_3 = K\lambda^{5/8},$$

где K — коэффициент укорочения кабеля,

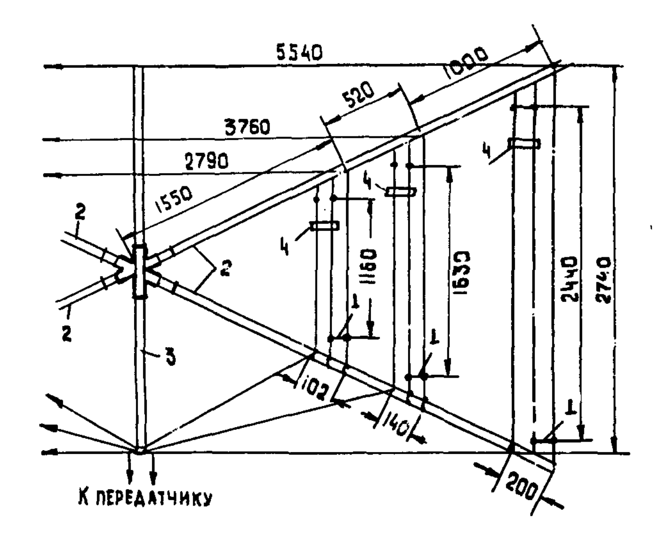
λ — длина волны верхнего диапазона, м.

Окончательно его электрическая длина подбирается описанными методами. Реле К1 типа РЭВ-15 (14) или другое аналогичное высокочастотное реле.

Настройка антенны ведется в такой последовательности:

1. Отключают фазосдвигающий отрезок 3 и настраивают элемент №1 на выбранную частоту (например, 3,575 МГц).
2. Переключают К1 на элемент №2 и настраивают его на частоту.
3. Повторяют операцию п.1.
4. Повторяют операцию п. 2 и т.д. Используя метод последовательных приближений, добиваются идентичности резонансных частот элементов.
5. Подключают фазосдвигающий отрезок 3 и определяют резонансную частоту системы, при необходимости пропорционально изменяют длину обоих элементов, чтобы резонансная частота антенны была

Антенна, используемая в течении восьми лет на радиостанции имеет КСВ 1,5 в диапазоне 3,5...3,65 МГц, 2 — в диапазоне 7,0...7,3 МГц. Отношение вперед-назад на дальних связях 15...20 дБ на обоих диапазонах.



АНТЕННА «АДАМ» — МАЛОГАБАРИТНЫЙ «ДВОЙНОЙ КВАДРАТ»

Большие размеры по вертикали антенны типа «квадрат» нередко создают определенные трудности при ее установке. Американскому коротковолновику удалось вдвое уменьшить длину вертикальных рамок «двойного квадрата». При этом по измерениям автора все основные характеристики получившийся малогабаритной антенны остались примерно такими же, как и полноразмерной. Конфигурация рамок и основные размеры активных элементов и рефлекторов для трехдиапазонной антенны приведены соответственно на рис. 7.58. Длина вертикальных сторон у рамок уменьшена до λ/8, а для компенсации изменения полной длины рамок в их вертикальные стороны введены петли. Полная длина рамок (с учетом петель) стала равной примерно 5 λ/4, т.е. на λ/4

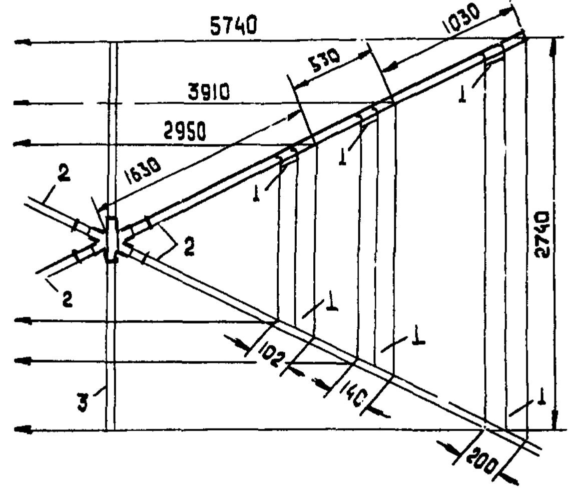


Рис. 7.58

больше, чем у полноразмерного «квадрата». Но как показывают измерения резонансная частота рамок изменилась незначительно Это, по-видимому, связано с взаимным влиянием проводников, входящих в компенсирующие петли.

Рамки рефлектора и активного элемента укреплены на распорках 2, выполненных из диэлектрика (бамбук, фиберглаcc и т.п.). Дополнительные вертикальные распорки 3 служат для придания жесткости рамкам и большей механической прочности всей антенне. Длина вертикальных распорок — 280 мм. Они могут быть выполнены из диэлектрика. отмечает, что после настройки антенны он имитировал вертикальные распорки из металла, соединив проводом середины горизонтальных сторон всех рамок (кроме точки питания) с несущей металлической траверсой. Характеристики антенны при этом практически не изменились. Более того, поскольку антенна оказалась заземленной по постоянному току, уменьшились помехи от статического электричества.

В петлях рефлекторов и активных элементов имеются фиксированные перемычки 1, а в активных элементах, кроме того подвижные перемычки 4.

Расстояние между рефлекторами и активными элементами в этой антенне такое же, как и в обычном «двойном квадрате» -- около 2500 мм.

Питание антенны можно осуществить одним коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом, как это показано на рисунке. Существенно лучшие результаты получаются при использовании отдельного кабеля для каждого диапазона с соответствующим согласующим устройством.

Настройку антенны производят одновременным перемещением вниз подвижных перемычек 4 в рамке активного элемента, относящейся к данному диапазону. Первоначально по минимуму КСВ на средней частоте одного из диапазонов настраивают активный элемент, а затем по максимальному отношению излучения вперед-назад соответствующий рефлектор. Рефлектор широкополосен, поэтому после настройки рефлектора необходимо еще раз подстроить активный элемент. После этого можно приступить к настройке антенны на других диапазонах.

В описанной антенне, так же как и в других многодиапазонных антеннах, заметно влияют друг на друга элементы, относящиеся к различным диапазонам (особенно для диапазонов 10 и 20 м). Получить хорошие параметры сразу на всех диапазонах в таких антеннах трудно, поэтому радиолюбители обычно оптимизируют работу такой антенны на двух диапазонах (например, на 20 и 15 м), довольствуясь удовлетворительными параметрами на третьем диапазоне.

АНТЕННА «ЗВЕЗДА ДАВИДА» — МИНИ КВАДРАТ

Макс Блюмер предложил разработанную им антенну, занимающую минимум места. Антенна представляет собой петлю с периметром равным длине волны.

Рисунок поясняет замысел конструктора антенны. В качестве основы была взята обычная рамка (левый эскиз), питаемая в точках и . Эта рамка излучает поляризованную волну в двух перпендикулярных плоскости чертежа направлениях, максимум напряженности поля находится в плоскости А-А'. Рамка может быть превращена в квадрат, затем (без существенной потери эффективности) — в прямоугольник (средний эскиз). При этом поляризация волны и направленность излучения будут теми же, что и у круглой рамки. Если согнуть этот прямоугольник на 90° сначала по линии А-А', а затем по линиям В-В' и С-С', плоская петля превратится в объемный куб (правый эскиз). Периметр антенны, естественно будет равен длине волны, а каждая из сторон куба составит всего λ/10.

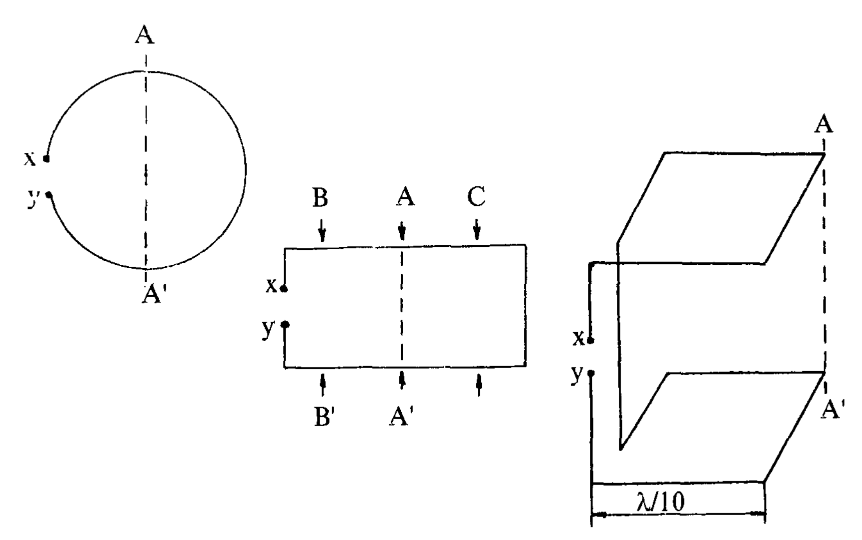


Рис. 7.59

При этом сохранится вертикальная поляризация излучаемой волны, а вместо двунаправленной диаграммы направленности будет получена фактически всенаправленная диаграмма.

Изложенный принцип был вначале реализован в виде антенны диапазона 144 МГц. Для питания использовался 50-омный коаксиальный кабель с согласующим устройством (КСВ по диапазону менялся от 1,2 до 1,4). Исследование диаграммы направленности с помощью измерителя напряженности поля показало, что имеется незначительное отличие излучений вперед-назад (1,8 дБ) и вперед-вбок (3 дБ), последнее по-видимому объяснялось экранирующим влиянием питающего кабеля и элементов конструкции. Затем изготовил аналогичную антенну на диапазон 21 МГц, Она имела такие же характеристики (правда, КСВ, оказался несколько выше). Кроме с другими штатами США были проведены связи с Южной Америкой и Европой.

АНТЕННА «ГЕРОИ ШИПКИ» — НАПРАВЛЕННЫЙ «ДВОЙНОЙ КВАДРАТ»

Эта популярнейшая направленная КВ антенна употребима и на УКВ рис. 7.60. Коэффициент ее усиления (по сравнению с полуволновым вибратором) достигает 5,7 дБ, соотношение излучения вперед-назад — 25 дБ.

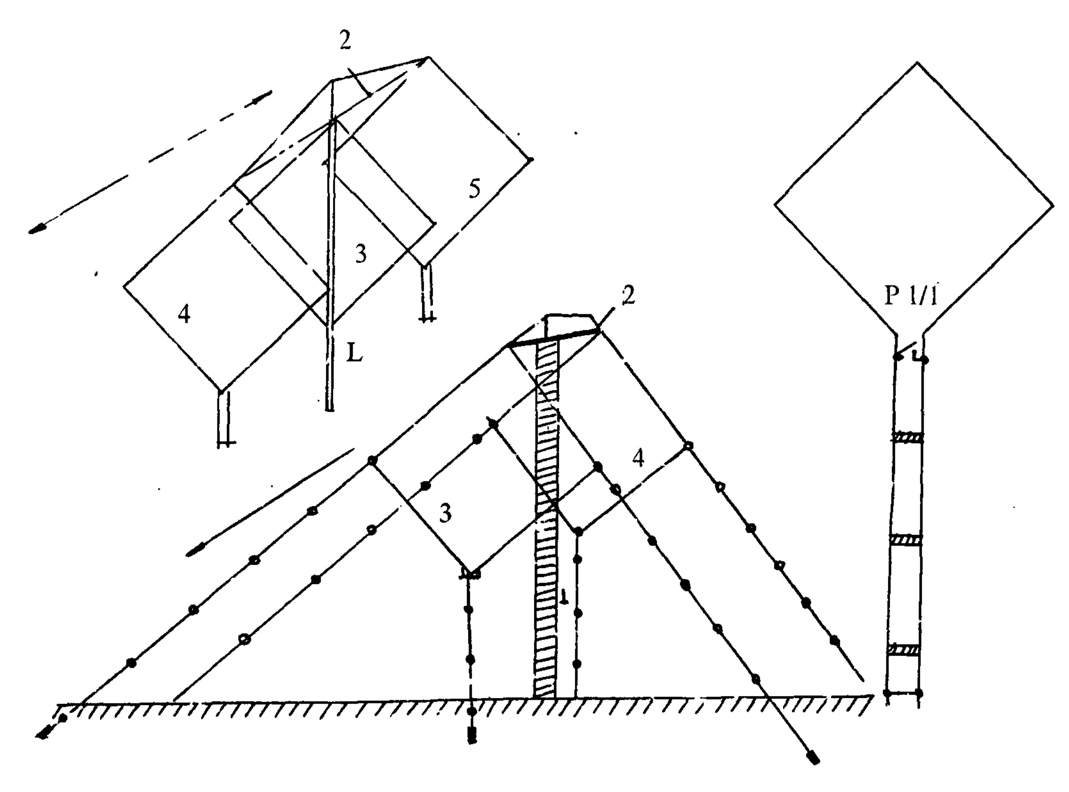


Рис. 7.60

Расстояние между активным вибратором 1, рефлектором 2 выбрано равным 0,15λ, что позволяет питать антенну 75-омным коаксиальным кабелем 3. Опыт показал, что питаемая таким образом антенна работает вполне удовлетворительно. Настраивать антенну можно с помощью короткозамкнутого шлейфа, включенного в разрыв рамки рефлектора

Настраивать антенну нужно с помощью короткозамкнутого шлейфа, включенного в разрыв рамки рефлектора.

Для симметрирования антенны можно применить четвертьволновой стакан рис. , подключив его к концам активного вибратора 1. Стакан состоит из металлического цилиндра 4. с двумя крышками — металлической 5 и диэлектрической 6. Внутри стакана проходит кабель 3, оплетка подключена к крышке 5. Диаметр стакана должен быть в 3-4 раза больше диаметра кабеля.

Для изготовления элементов антенны можно использовать медную или алюминиевую трубку, ленту или провод самого различного диаметра. «Двойной квадрат» занимает очень мало места, конструктивно прост. Эта антенна имеет сравнительно хорошие характеристики. Заслуживает внимания возможность размещения антенн разных диапазонов на тех же крестообразных рейках.




АНТЕННА «КЛЕОПАТРА» ЭФФЕКТИВНАЯ АНТЕННА НА 10-МЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН.

Так называемые «щелевые антенны», или точнее, «упрощенные щелевые антенны» известны достаточно давно и применяются для приема телевидения. Они представляют собой два квадрата, имеющие общую сторону с точками их питания и общий шлейф, и расположенные вертикально один над другим, с укороченным расстоянием между вертикальными проводниками. Эксперименты радиолюбителей г. Ленинск-Кузнецкого Кемеровской обл. показали, что эту антенну можно с успехом использовать на 10-метровом диапазоне, дополнив ее для повышения эффективности рефлектором аналогичной конструкции.

Внешний вид антенны, ее электрическая схема и устройство приведены соответственно на рис. 7.61. Вертикальные стойки деревянные. С одной стороны они имеют прямоугольное сечение 5035 мм, с другой — круглое диаметром 30 мм. Горизонтальные распорки из полых стекловолокнистых лыжных палок, внутри которых проходят проводники. Полотно выполнено из медного провода диаметром 1.5...2 мм

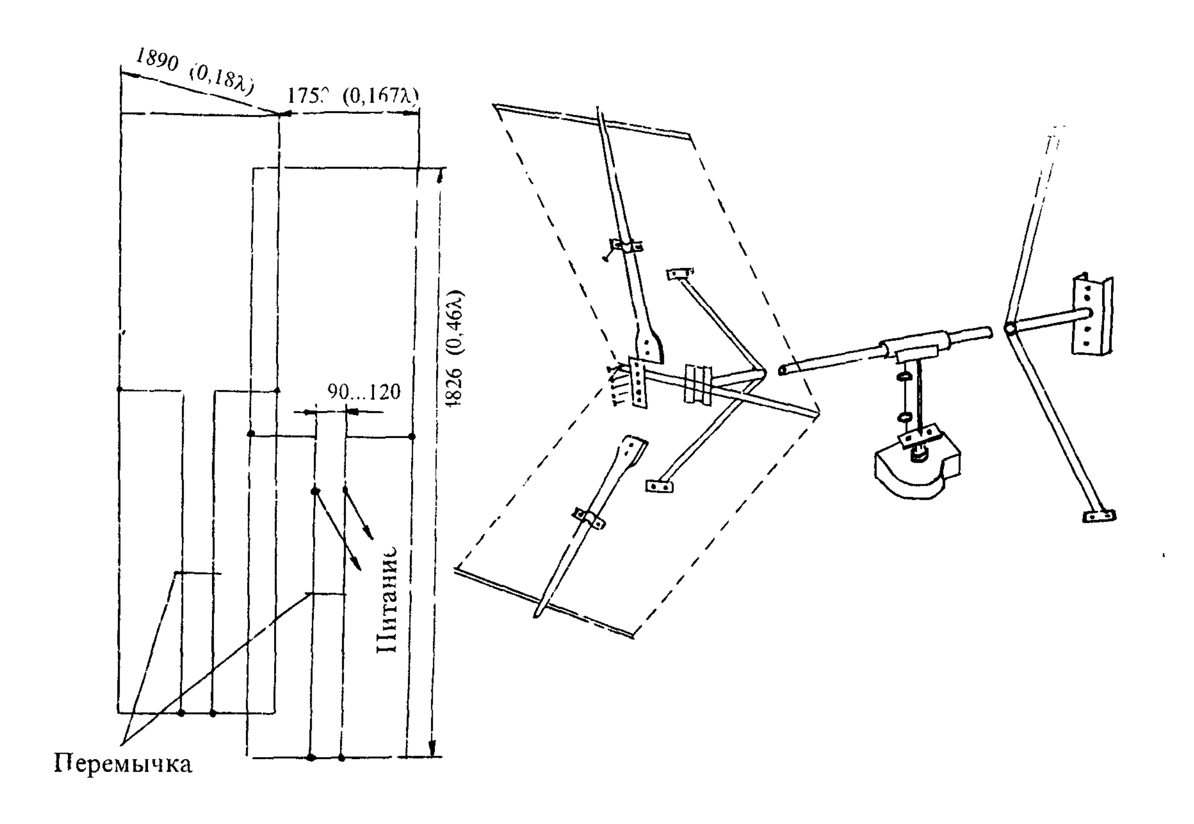


Рис. 7.61

Измерения показали, что по своим параметрам антенна превосходит «двойной квадрат», а по некоторым из них приближается к «четырехэлементному квадрату» с элементами расположенными вдоль траверсы. Конструкция антенны относительно проста, т.к. она вытянута по вертикали и имеет малые горизонтальные размеры. Входное сопротивление антенны, в зависимости от точек подключения фидера, изменяется в широких пределах, и поэтому можно использовать практически любой кабель.

Настраивают антенну на частоту 28,6 МГц, перемещая перемычки активного вибратора и рефлектора и точки питания по шлейфам. При этом используют передатчик и индикатор поля (его располагают достаточно далеко от антенны). Перемещением перемычки в активном вибраторе устанавливают максимум излучения вперед: изменяя положение перемычки в рефлекторе, добиваются уменьшения излучения назад с сохранением уровня излучения вперед. Перемещением точек питания достигается согласование волнового сопротивления фидера с входным сопротивлением антенны, что дополнительно увеличивает излучение вперед. Настройку повторяют 3–4 раза. КСВ настроенной антенны должен быть близким к 1 на частоте настройки и не более 1.08...1,12 на краях 10-метрового диапазона.

АНТЕННА «БАТУРИН» — ЦЕЛЬНОМЕТАЛЛИЧЕСКАЯ ДЕЛЬТА

Конструкция однодиапазонного варианта антенны показана на рис. 7.62. К концам несущей траверсы Е (дюралюминиевая труба диаметром 40 мм) прикреплены тонкостенные дюралюминиевые трубы А, А, С и С (их диаметр 30 мм), концы которых соединены алюминиевыми или медными проводами В, В, диаметром 1,5...2,5 мм. Вспомогательная траверса Д предупреждает опрокидывание антенны и так же, как и основная траверса Е, крепиться к вертикальной мачте. Кроме того, траверса Д дополнительно укрепляет трубы С и С.

Труба А с проводами В и образует активный элемент антенны. При его питании в центре трубы А антенна будет иметь горизонтальную поляризацию, поэтому вертикальная труба С не будет влиять на характеристики антенны и ее можно не изолировать от проводов В в точке в.

Сказанное выше полностью относится к пассивному элементу. Если, однако, нет твердой уверенности в симметричности токов и в элементах антенны, то в точках в и в[1] следует поставить изоляторы.

Антенна может быть выполнена и как трехдиапазонная. В этом случае элементы более высокочастотных диапазонов изготавливают из провода диаметром 1,5...2 мм и растягивают с помощью капронового шнура внутри элемента для диапазона 20 м рис. 7.62.

Оптимальная длина траверсы для трехдиапазонной антенны 2100 мм, что составляет примерно 0,1 — для 20-метрового, 0,15 — для 15-метрового и 0,2 — для 10-метрового диапазона. При этом пассивный элемент на 20-метровом диапазоне выгодно использовать как директор, а на остальных — как рефлекторы. Тогда коэффициенты усиления и отношение излучения вперед/назад получаются примерно одинаковыми для всех трех диапазонов, хотя в этом случае максимум диаграммы направленности на диапазоне 20 м будет повернут на 180° по отношению к диапазонам 15 и 10 м. Размер антенны для диапазонов 10, 15, 20 м приведены в табл. 7-7. Следует иметь ввиду, что отношения между размерами трубы А (А1) и проводов В (В1) и ( ) можно изменять в достаточно широких пределах при сохранении неизменным периметра элемента. В этом

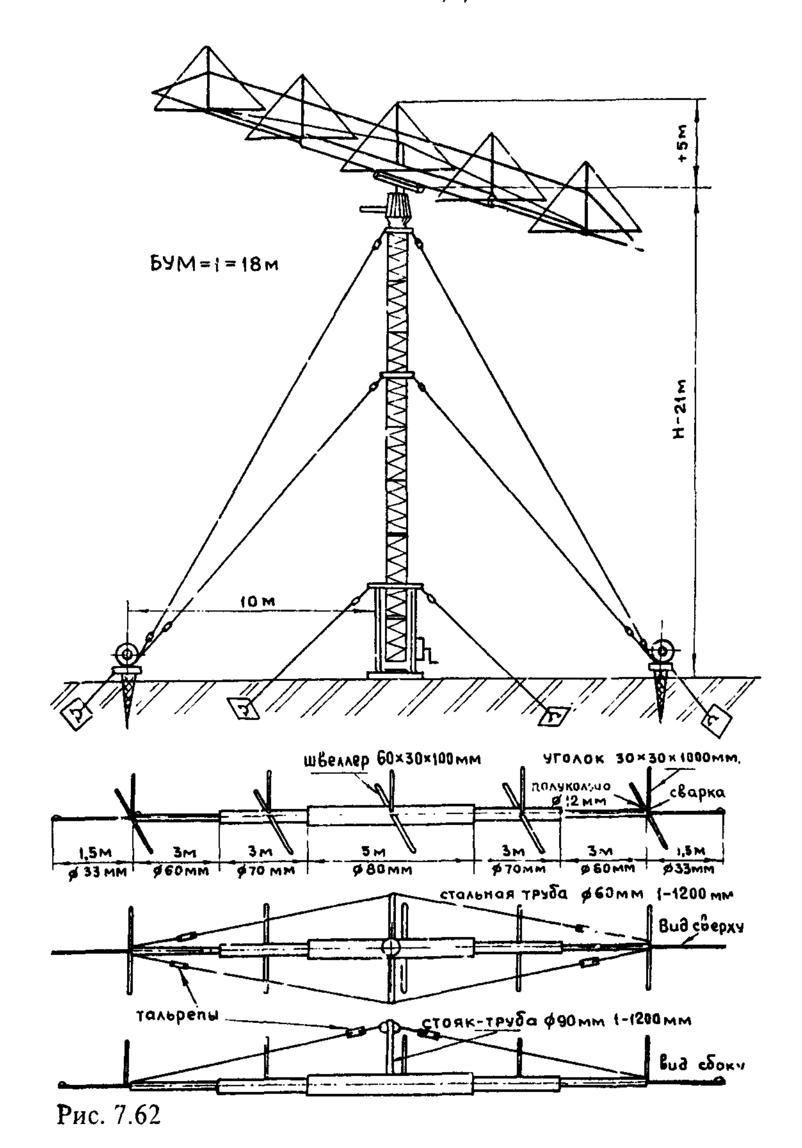


Рис. 7.62

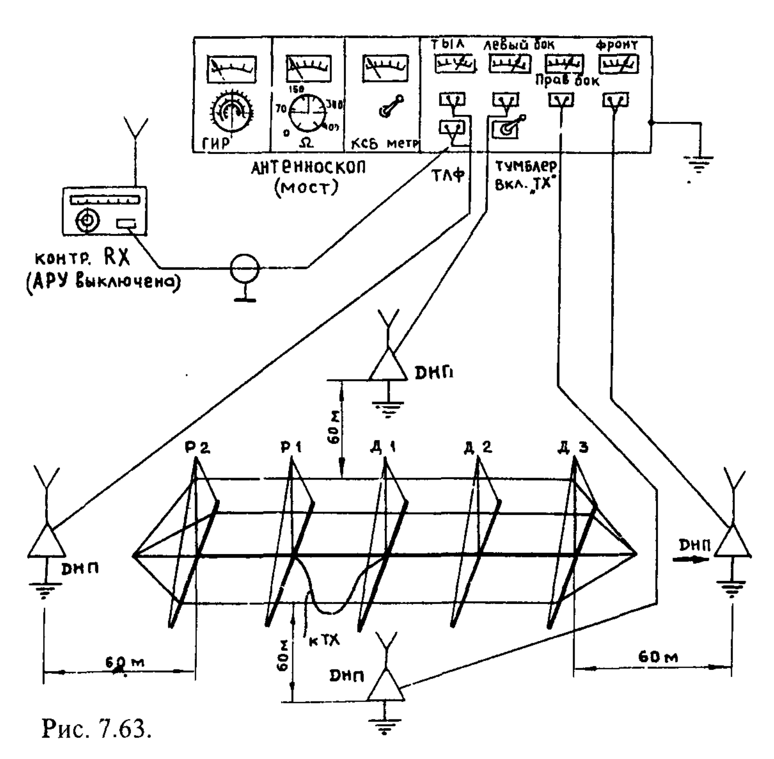


Рис. 7.63.

случае, естественно, будут изменяться и размеры трубы В (В1). Однако, выбранная форма элемента — равносторонний треугольник — близка к оптимальной и должна обеспечивать максимальный коэффициент усиления.

Питание рамки диапазона 20 м осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом через Г-согласующее устройство рис. 7.64. Максимальная емкость конденсатора С1 — 40 пФ, диаметр трубки согласующего устройства — 10 мм.

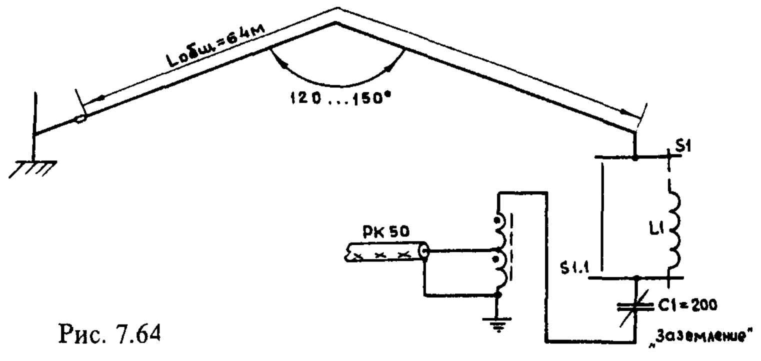


Рис. 7.64

ТАБЛИЦА 7-7

Длина зон, м	Размеры узлов антенны, м			
	А, В	С	А, В	С
20	7,2	6,2	6,75	5,9
15	4,77	4,2	5	4,3
10	3,6	3,1	3,7	3,2

Активные элементы диапазонов 15 и 10 м питаются по отдельным коаксиальным кабелям с волновым сопротивлением 75 Ом через симметрирующие трансформаторы на ферритовых кольцах. Коэффициент трансформации 1 : 1.

Настройку антенны удобно осуществлять в перевернутом положении рис. 7.63. Такое положение может быть и рабочим, что, однако, уменьшает высоту антенны. Кроме того, позволяет прогиб труб А и А1, а также возникает проблема установки оттяжек крепления вертикальной мачты, которые могут «цепляться» за элементы.

Сначала подстраивают элементы антенны с помощью гетеродинного индикатора резонанса, связывая его с тем или иным элементов вблизи точки В (В1). Длину проволочных частей элементов первоначально берут с небольшим запасом по сравнению с указанной в таблице. Ее уменьшают при настройке, скручивая провода В (В1) и ( ) между собой в точке в и одновременно перемещая место скрутки вдоль трубы С вверх так, чтобы провода слегка провисали (из-за прогиба трубы А и А) на этом этапе настройки фидера должны быть отключены.

После установки резонансных частот (-5% от средней частоты для директора и +5% для рефлектора) всех элементов антенны подключают фидеры и изменением длины пассивных элементов в небольших пределах настраивают антенну на максимальное подавление заднего лепестка. В качестве источника сигнала используют кварцевый генератор с горизонтально поляризованной антенной,

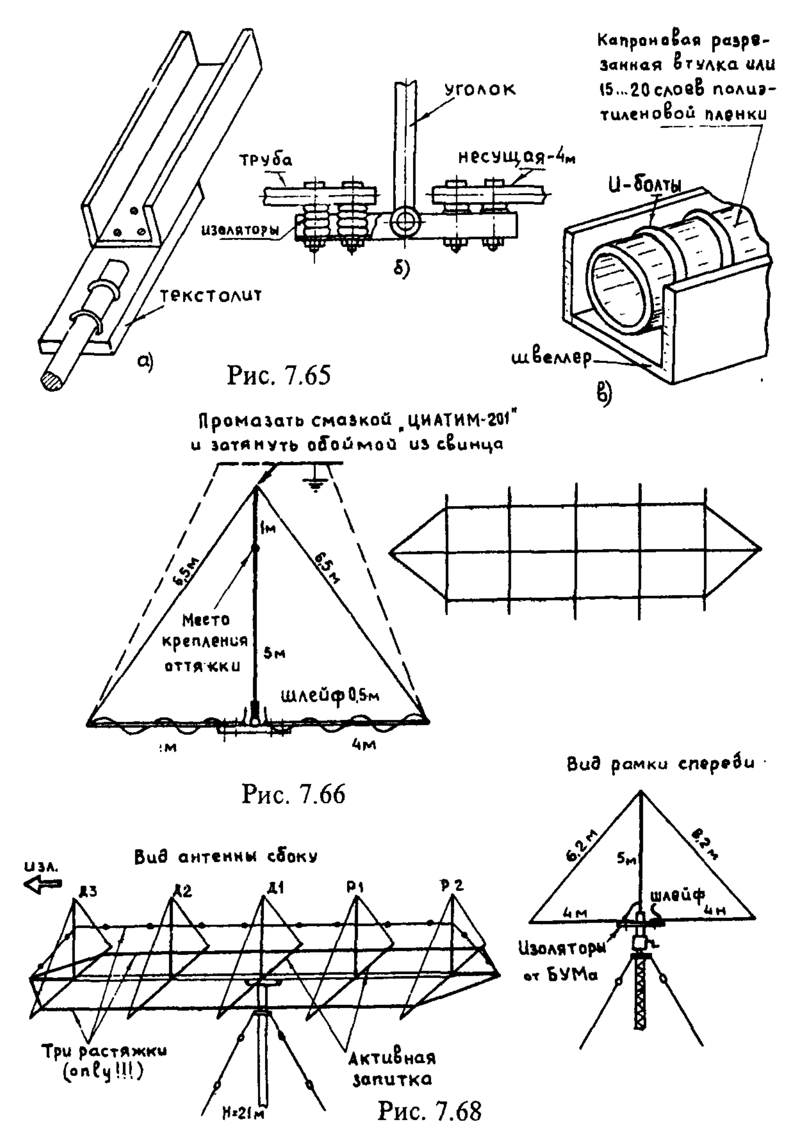


Рис. 7.65

Рис. 7.66

Рис. 7.68

отнесенной на расстояние не менее 80...100 м. Эту процедуру повторяют несколько раз для учета взаимного влияния элементов при изменении их длины.

Далее снимают диаграмму направленности антенны, и, если она удовлетворительна, возвращают антенну в рабочее положение (углом вверх). С помощью измерителя КСВ определяют коэффициент стоячей волны в фидерах во всех диапазонах, подстраивают Г-согласующее устройство.

В описываемой антенне КСВ в пределах 20-метрового диапазона после настройки не превышает 1,2, а на остальных диапазонах был около 1,5. Остальные параметры были сходны с параметрами антенны «двойной квадрат».

Несколько слов о возможной модификации антенны. Было замечено, что такие параметры антенны, как КСВ и отношение излучения вперед/назад изменяются в пределах 20-метрового диапазона гораздо меньше, если приблизить эффективный диаметр проводов В (В) и ( ) к диаметру трубы А (А). Для этого проволочную часть элементов можно выполнить из двух параллельных проводов, разнесенных между собой на расстоянии 25...30 мм.

АНТЕННА «КОЗАК БАЙДА» — ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ G4ZU

Эта антенна рис. 7.69. имеет еще одно название — «птичья клетка» за ее внешний вид. Но по позывному впервые предложившего ее радиолюбителя ее часто называют «квадратная антенна G4ZU». Как видно из рисунка здесь центры рефлектора и излучателя находятся на очень близком расстоянии друг друга — на практике получается 50-20 Ом, в зависимости от диапазона. За счет этого неоптимального расположения такая антенна имеет реальный коэффициент усиления — около 6—7 дБ, и ослабление заднего лепестка около 20 дБ. Но для этой антенны требуется всего лишь одна мачта, более того верхние части антенны (на рис. 7.70. обозначены «О»), имеют нулевой потенциал, и, следовательно, могут быть заземлены, что еще более упрощает конструкцию антенны. При проектировании на НЧ диапазоны мачта делается немного выше квадратов и используется для крепления оттяжек рис. 7.71 . Часто внутри

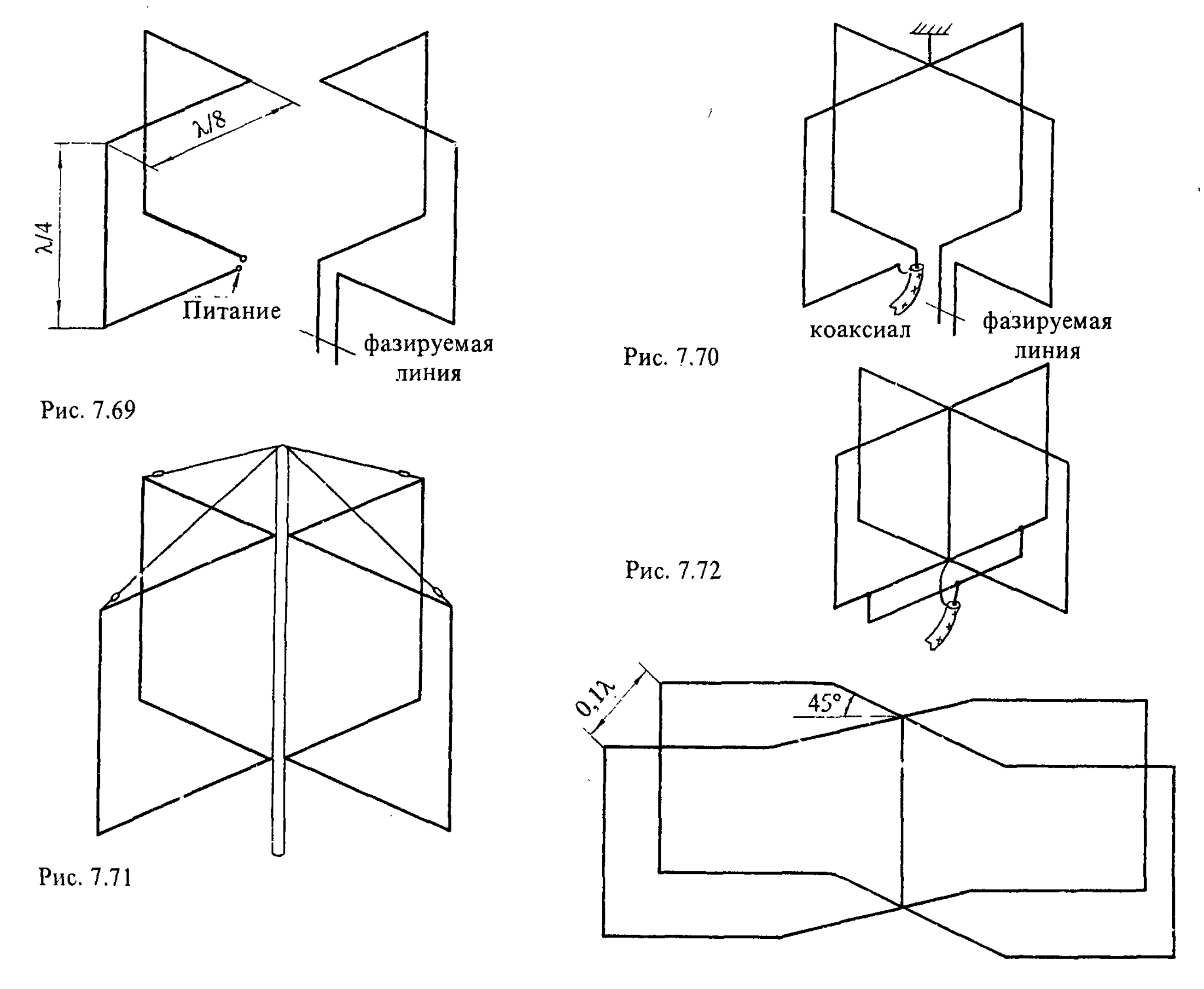


Рис. 7.69

Рис. 7.70

Рис. 7.71

Рис. 7.72

Рис. 7.73



квадратов на НЧ диапазоны помещают квадраты и для ВЧ диапазонов. Можно использовать для этих целей не только квадраты, но и другие рамки. Рекомендуется использовать дельты для построения. Периметр рамок должен соответствовать указанному ранее, для двухэлементных антенн и желательна возможность подстройки рефлектора. Поскольку средняя точка заземлена, изменять направление ее излучения можно коммуникацией шлейфа и подключением настроенной линии рефлектора. Схема такой антенны показана на рис. 7.72. С помощью реле к одной рамке подключают кабель питания, а к другой удлиняющую линию. И можно менять направление излучения антенны на 360 градусов фиксировано через 90 градусов. Эта антенна должна находиться по возможности в свободном от посторонних предметов пространстве. Чтобы исключить их влияние на работу антенны: которое будет проявляться в ее симметрировании, и, следовательно, длина настроечного шлейфа будет неоптимальной для каждой из ее сторон излучения.

На принципе питания через симметричное гамма согласование и основана конструкция антенны. В ней заземлены и уже все точки, имеющие минимум напряжения рис. 7.73. Но эту антенну часто выполняют с уменьшением расстояния между вибраторами рис. Коэффициент усиления такой антенны еще меньше, чем, и составляет 5-6 дБ. Размеры рефлектора и излучателя соответствуют указанным для многоэлементных антенн, хотя лучше сделать рефлектор с возможностью подстройки длины.

Антенну лучше всего питать 75-омным кабелем, хотя с некоторым ухудшением ее работы, подойдет и 50-омный, приняв самые серьезные меры по его симметрированию. Можно питать и через симметричное гамма согласование, описанное здесь ранее. Размещать антенну следует как можно выше над землей.

АНТЕННА «ЗАПАХ ФИАЛКИ» — ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ АНТЕННЫ НА 430 МГЦ

В дециметровом диапазоне волн (ДЦВ) рекомендуется применять высокоэффективные с острой диаграммс направленности по следующим причинам. Высокая направленность антенн существенно увеличивает энергетический потенциал линии связи, что позволяет либо увеличить дальность связи, либо снизить мощность передатчика. Последнее выгодно не только экономически, но и потому, что в ДЦВ диапазоне трудно получить большие мощности передатчиков. Кроме того, при высокой направленности антенны уменьшается воздействие на приемное устройство посторонних помех. Наконец, остронаправленные антенны позволяют уменьшить взаимное влияние несколько близкорасположенных систем связи, работающих в одном диапазоне частот.

Усиление антенны, прямым образом связанное с ее направленными свойствами, в определенной степени компенсирует потери ВЧ энергии при распространении по линии связи. При увеличении расстояния между корреспондентами снижается уровень передаваемого сигнала и возникает необходимость в применении все более направленных антенн. Такие антенны можно построить, объединив в систему (решетку) несколько антенн со сравнительно слабой направленностью.

Одиночные антенны, входящие в решетку, следует располагать относительно друг друга на оптимальных расстояниях, учитывая их направленные свойства. при расстояниях меньше оптимальных, антенны в решетке будут неиспользованы и коэффициент направленного действия (КНД) решетки будет меньше возможного. Расстояния больше оптимальных нецелесообразны, так как в этом случае неопределенно увеличиваются размеры антенного устройства в целом и ухудшается его характеристика направленности (сужается главный лепесток и растут боковые).

Ориентировочно выбрать расстояния между отдельными антеннами решетки можно, пользуясь понятием эффективной поверхности $S_{эфф}$ одиночной антенны с КНД = D_0

$$S_{эфф} = \frac{D_0\lambda^2}{4n}$$

где λ — длина волны.

Представляя условно эту поверхность в виде квадрата со стороной $a = \frac{\lambda}{2}\sqrt{\frac{D_0}{\pi}}$ можно располагать электрические центры антенны в решетки по вершинам квадрата со стороной «а». При этом эффективная поверхность $S^n_{эфф}$ антенной решетки примерно будет равна $n \cdot S_{эфф}$, где n — число антенн, входящих в решетку. Очевидно, что значение КНД антенной решетки зависит как от значения D_0 (КНД каждой одиночной антенны), так и от числа одиночных антенн, образующих решетку. При увеличении этого числа возникают технические трудности в синфазном питании антенн решетки и в согласовании ее с фидером. Уменьшение длины рабочей волны углубляется и в рассматриваемом диапазоне они уже весьма ощутимы.

Существенным моментом при построении многоэлементной антенной решетки является набор ее элемента — одиночной антенны. Этот элемент должен быть конструктивно прост и обладать апериодическими свойствами. Последнее качество особенно необходимо при выполнении антенной решетки в любительских условиях, когда трудно сделать большое количество одиночных антенн с высокой идентичностью. Отсутствие у одиночной антенны ярко выраженных резочансных свойств позволяет без особого ущерба для решетки в целом допускать отклонения от заданных размеров при выполнении деталей антенн.

В качестве такого элемента может быть использован зигзагообразный излучатель, изображенный на рис. 7.74. На этом рисунке приведены размеры излучателя на диапазон частот 430—440 МГц. Излучатель изготовляется из восьми сплошных одинаковых металлических пластинок, скрепленных между собой любым способом (пайкой, болтами или заклепками). При скреплении болтами или заклепками в точках питания антенны а-а необходимо установить латунные луженные лепестки для припаивания фидера. При данной конструкции излучателя — в его точках б/б будут пучность тока и, соответственно, нулевые напряжения. Благодаря этому за точки б-б излучатель можно закрепить металлические стойки к рефлектору, а также провести через одну из этих точек распределительный фидер, не нарушая электрической симметрии антенны. Таким образом, отпадает необходимость в изготовлении и применении какого-либо специального симметрирующего устройства.

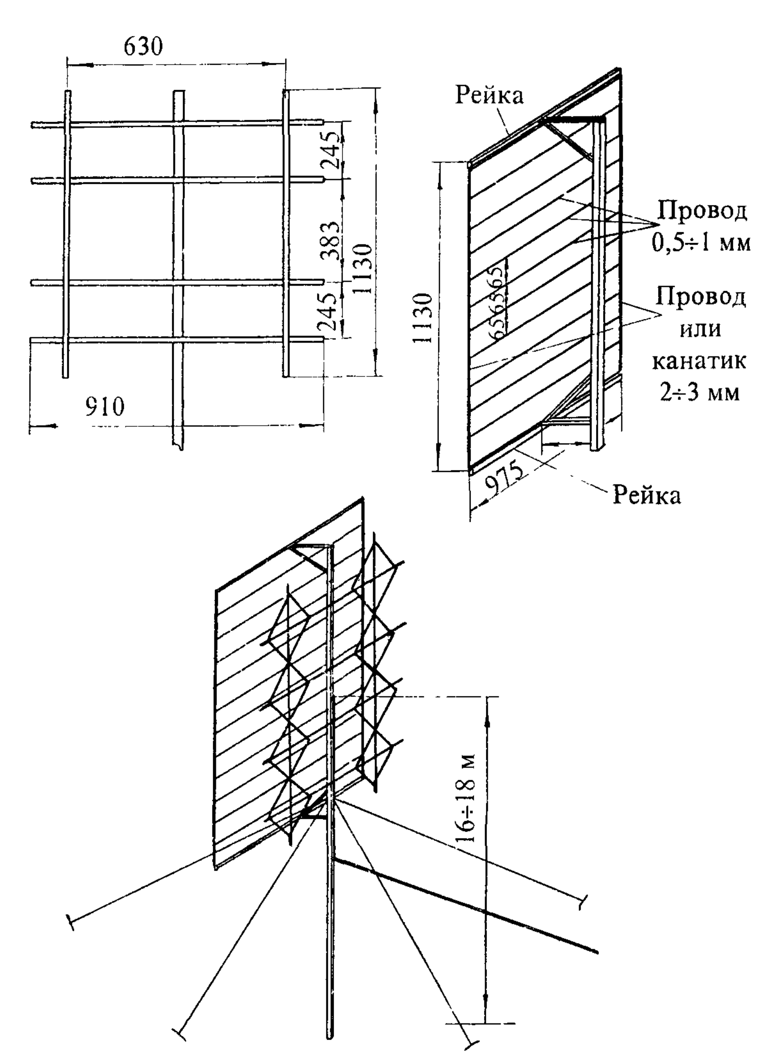


Рис. 7.74

Распределительный филер от точки о, имеющий нулевой потенциал, прокладывается по двум пластинам излучателя к точкам его питания, где припаивается к нему. Чтобы излучатель был прочнее, между точками а—а можно поставить диэлектрическую плату. Простая конструкция излучателя допускает его многократное изготовление с высокой идентичностью. КНД и КБВ (коэффициент бегущей волны) этого излучателя слабо зависят от частоты, и в рабочем диапазоне волн практически не изменяются. таким образом, конструкция излучателя и его апериодические свойства удовлетворяют требованиям предъявляемым к элементу антенной решетки.

Следующим этапом в построении антенной решетки является размещение элементов и выбор расстояния между ними. Диаграммы направленности в Е и Н плоскостях поляризации зигзагообразного излучателя с рефлектором в заданном диапазоне волн практически одинаковы. Это позволяет расставить элементы решетки по вершинам квадрата со стороной приблизительно равной 0,9. Для успешной работы антенной решетки необходимо правильно питать ее и согласовывать элементы решетки с основным фидером. При этом желательно, чтобы система питания обеспечивала синфазность излучения элементов решетки и равенство подводимых к ним мощностей. Принцип работы системы питания, примененной в описываемой антенной решетке можно уяснить из рис. 7.75. На этом рисунке изображены четыре зигзагообразных излучателя, проводники которых возбуждены в фазе от точек питания в-в. При этом распределительные фидеры 1 и 2. 3 и 4 включены попарнс параллельно, а сами пары в точках в-в попарно последовательно. Это позволяет в первом приближении в точках в-в восстановить значения входных сопротивлений, имеющихся на входе каждого отдельно взятого распределительного фидера и тем самым

обеспечить такую же степень согласования фидера, питающего четыре излучателя, какую имеет фидер, питающий один излучатель (КБВ ≈ 0,6÷0,7).

Фазы напряжения, подводимые к точкам питания в — в, сдвинуты относительно друг друга на 180°, поэтому для правильной фазировки излучателей, необходимо создавать дополнительный сдвиг фазы на 180°. Это можно осуществить, прокладывая, например, распределительные фидеры 1 и 2 по правым сторонам излучателей, а фидеры 3 и 4 — соответственно по левым.

Естественно, что электрические длины распределительных кабелей от точек питания в-в дô точек питания а-а должны быть одинаковыми. На рис. показано конструктивное выполнение монтажных коаксиальных кабелей четырех распределительных фидеров в узле А. Соединения кабелей в узле А весьма просты и в дополнительных пояснениях не нуждаются. Следует лишь иметь в виду, что длины соединительных проводников должны быть возможно меньшими, а места спаек предельно аккуратными. Узел А монтируют на диэлектрической плате, которую нужно на 40ё50 мм отодвинуть от мачты. В качестве основного питающего фидера четверки излучателей можно взять как коаксиальный 75-омный кабель (лучше РК-3), так и 300-омную двухпроводную линию.

В первом случае кабель нужно подключить к точкам питания в-в через симметрирующее устройство, общий вид которого показан на рис. 7.74. Это устройство состоит из двух проводников равного диаметра, замкнутых накоротко между собой на расстоянии 173 мм от точки подключения центрального кабеля. Роль одного из проводников симметрирующего устройства выполняет экранирующая оплетка основного фидера, в качестве другого используется латунная трубка. Точками г-г симметрирующее устройство подключается к точкам в-в узла А. Проводники симметрирующего устройства нужно закрепить к диэлектрической плате питания узла А, чтобы механические усилия от фидера не передавались на точки возбуждения в-в и не нарушали в них контакта.

Когда в качестве основного фидера используется двухпроводная линия с волновым сопротивлением 300 Ом, к симметрирующему устройству подключается еще у-колено (на рис.) При фидере из кабеля РК-3 или РК-1 включать у-колено не нужно.

U-колено увеличивает в четыре раза значения сопротивлений, обеспечивая как необходимую в случае применения двухпроводной линии трансформацию сопротивлений так и симметрирование.

Двухпроводную линию с волновым сопротивлением 300 Ом можно изготовить из медного провода. Для фиксации проводов линии на них следует закрепить столбики, нарезанные из полиэтиленовой изоляции кабеля РК-3 небольшими кусками длиной около 10 мм. Куски изоляции, надетые на провода линии попарно скрепляются между собой изоляционной лентой рис. 7.74

Конец двухпроводной линии перед вводом в дом следует в точках д-д подключить к другому у-колену, как показано на рис.. Устройство и размеры антенной решетки из четырех излучателей, схема которой приведена на рис. 7.75. КНД этой решетки порядка 40. Конструкция рамы, на которой расположены излучатели, показана на рис. 7.75. Она представляет собой четыре горизонтальных и две вертикальные рейки, закрепленные на мачте. Если излучатели выполнены из достаточно жестких материалов, вертикальные рейки можно не делать.

Для увеличения направленности антенной решетки целесообразно использовать рефлектор. Один из вариантов рефлектора показан на рис. 7.74. Он состоит из двух горизонтальных реек, по краям которых закреплено два отрезка антенного канатика

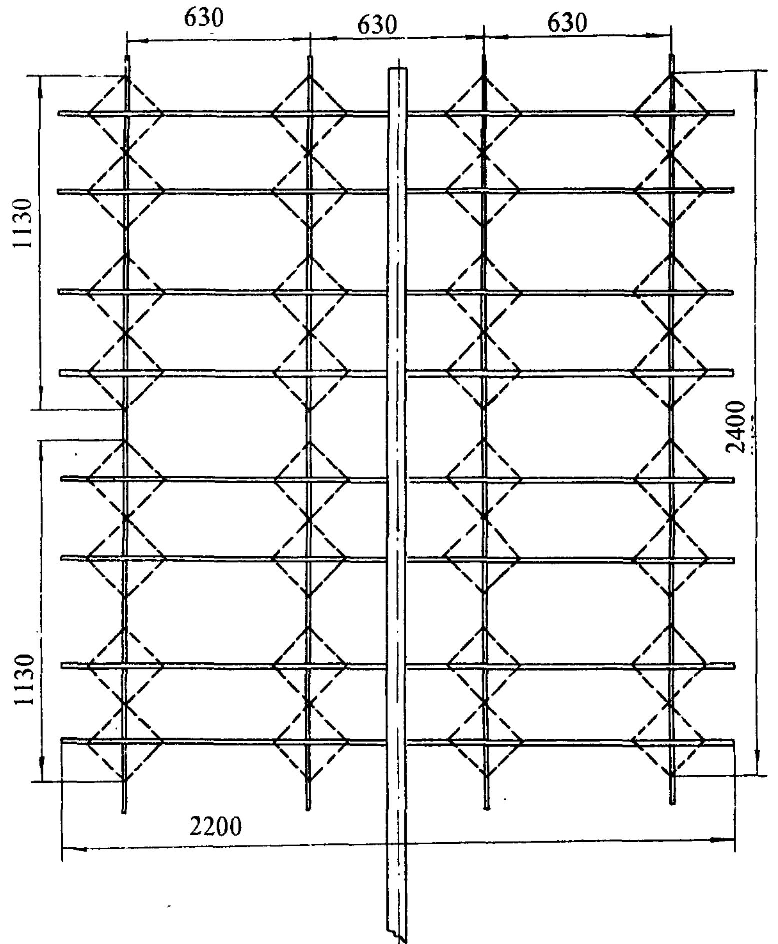


Рис. 7.75

или голого медного провода диаметром 2÷3 мм. К антенным канатикам (или проводам) прикрепляются поперечные проводники диаметром 0,5÷1 мм, которые образуют стенку рефлектора. Рефлектор укрепляют на мачте при помощи двух кронштейнов рис. 7.74. Он должен быть как можно легче.

Общий вид решетки из четырех излучателей с рефлектором показан на рис. 7.74 . При установке решетки следует точно направить ее на корреспондента. Стяжки мачты не должны пересекать и тем более касаться проводников излучателей решетки. Если оттяжки проходят перед полотном антенны, то они должны состоять из нескольких частей с изоляторами между ними. Расстояние между изоляторами должно быть порядка 150 мм.

Провода двухпроводной линии могут идти параллельно мачте, но не должны ее касаться. В местах перегиба их можно закрепить на изоляторах. Однако необходимо стремиться к тому, чтобы проводники двухпроводной линии при закреплении и изгибах (желательно более плавных) не были сильно деформированы. Так, например, их нельзя обвивать вокруг изоляторов, как это делают с проводами осветительной сети.

Как видно из приведенных рисунков, размеры антенной решетки из четырех излучателей сравнительно невелики. Имеется возможность увеличить КНД решетки примерно на 150ё160 путем ее дальнейшего учетверения. Выбранная схема питания элементов решетки позволяет это сделать без особого труда. На рис. 7.75 показана схема питания антенной решетки из 16 элементов. Она аналогична схеме рис. 7.74, если считать каждую четверку излучателей как одиночный элемент. Все узлы рис. с точками питания в-в, в^1-в^1 выполняются так как показано на рис. К точкам в^1-в^1 можно подключить в качестве основного фидера как 75-омный кабель с симметрирующим устройством, так и двухпроводную 300-омную линию, с применением у-колена. Монтаж линий питания требует особого внимания, т.к, неправильное присоединение концов симметрирующего устройства в каком-либо из узлов питания вызовет расфазирование всей антенной решетки. Схема подводки распределительных кабелей к точкам питания самих зигзагообразных излучателей в четверках также показана на рис. 7.75

Монтировать решетку из 16 излучателей на каркасе можно так, как показано на рис. 7.75. Здесь также вертикальные рейки нужны не всегда. Рефлектор антенны выполняется описанным выше способом. Требования к выполнению фидерной системы полностью сохраняются. Увеличиваются требования к тщательности юстировки системы и к ее механической жесткости. Антенна имеет сравнительно высокую направленность. Угол раскрыва ее диаграммы направленности по уровню половинной мощности составляет около 16°. Следовательно, нежелательны отклонения от направления на корреспондента и по углу места, превышающие ± 4°.

АНТЕННА «ДЬЯВОЛЬСКИЕ ПРОТОКОЛЫ» — ТРОЙНОЙ КВАДРАТ» С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Длина траверсы увеличена до 660 см. Рамку активного вибратора крепят в месте соединения мачты 1 с траверсой 2. В разрыв нижнего угла рамки включен кабель с волновым сопротивлением 52 Ом. Оба пассивных элемента 4 и 5 одинаковы и укреплены на концах траверсы. Их устройство показано на рис. 7.76

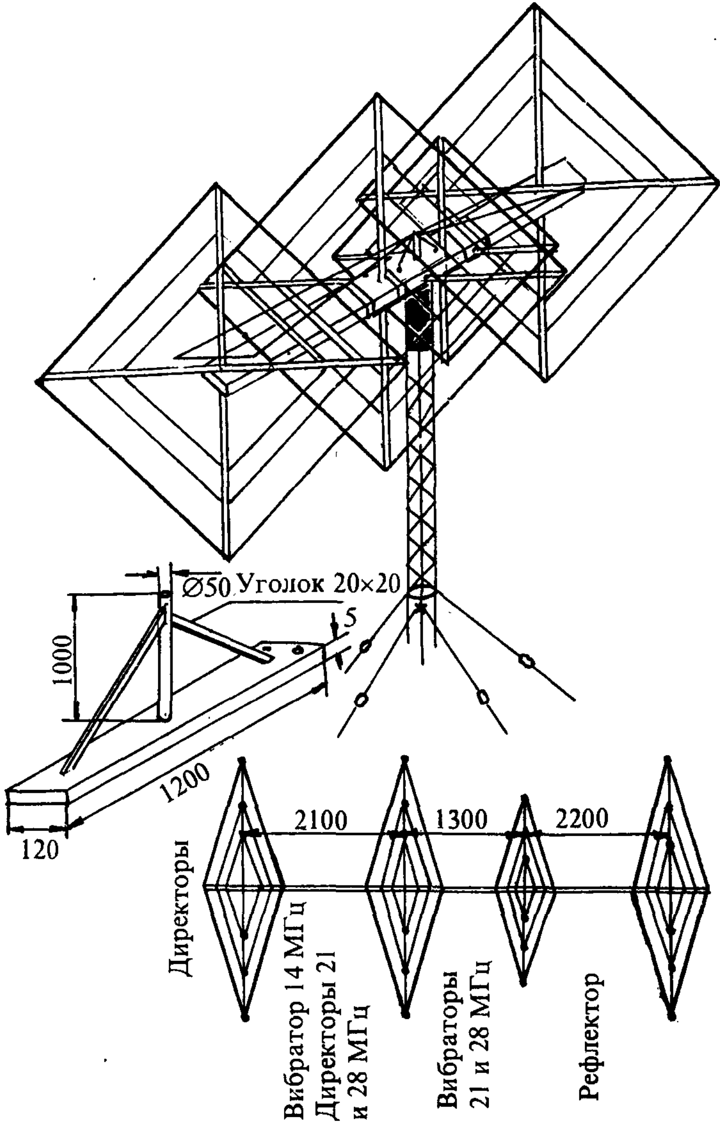


Рис. 7.76

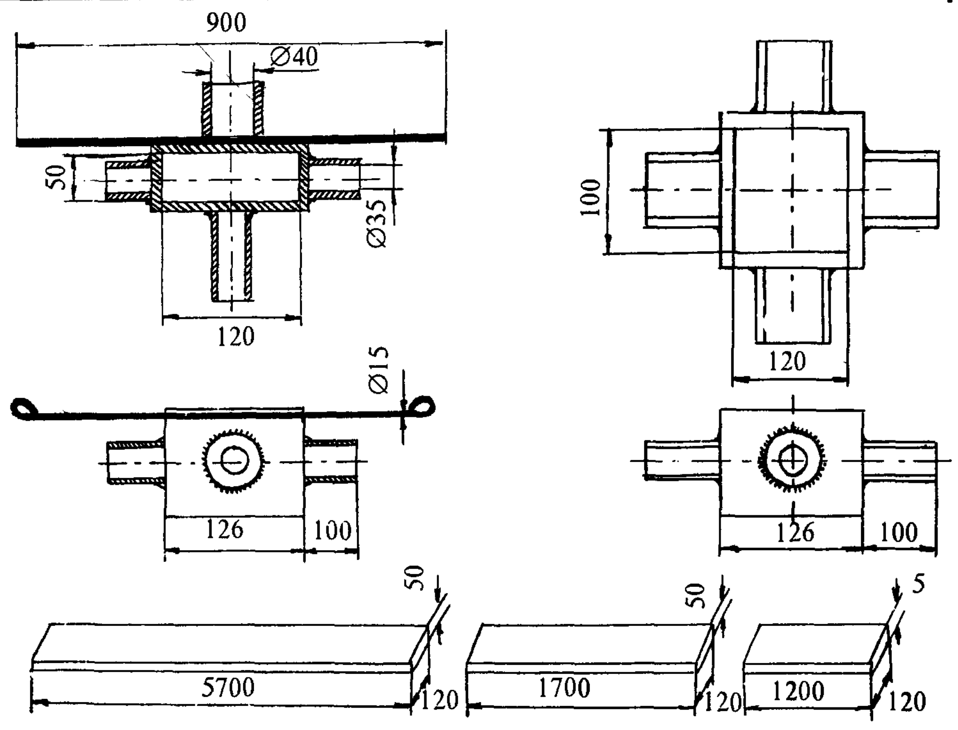


Рис. 7.77

Когда контакты реле Р1/1 замкнуты, рамка служит директором. Контакты второй рамки в это время разомкнуты, и к рамке подключен короткозамкнутый шлейф, удлиняющей ее до периметра рефлектора. Периметр активной рамки — 2144, пассивных элементов — 2088 см. Длина шлейфа — 90 см, расстояние между проводниками — 10 см.

Перемычки на шлейфах устанавливают при помощи индикатора напряженности поля по максимальному подавлению заднего лепестка. Любителям, имеющим опыт настройки антенны, можно взять размеры пассивных элементов несколько меньше указанных, а точку подключения контактов реле подобрать уже на шлейфе, настраивая директор по максимальному усилению вперед. Затем перемычкой в нижней части шлейфа элементы настраивают в режиме рефлектора по максимальному подавлению заднего лепестка.

АНТЕННЫ «БЕРЕГА АВСТРАЛИИ» НА КВ

Австралийским радиолюбителем VK2ABQ разработано несколько коротковолновых антенн. На рис. представлены две двухэлементные антенны для диапазонов 14, 21, 28 Мгц. Уменьшение габаритов антенны достигнуто за счет того, что элементы согнуты и длина каждой стороны образовавшегося квадрата чуть превышает пять метров. В отличие от известных малогабаритных антенн они не содержат ни дополнительных катушек индуктивности, ни укорачивающих или удлиняющих линий.

Для каждого диапазона антенна содержит полуволновой вибратор а рефлектор б. Элементы а и б изолированы друг от друга пластиковыми или фарфоровыми изоляторами в. В точках подключе-

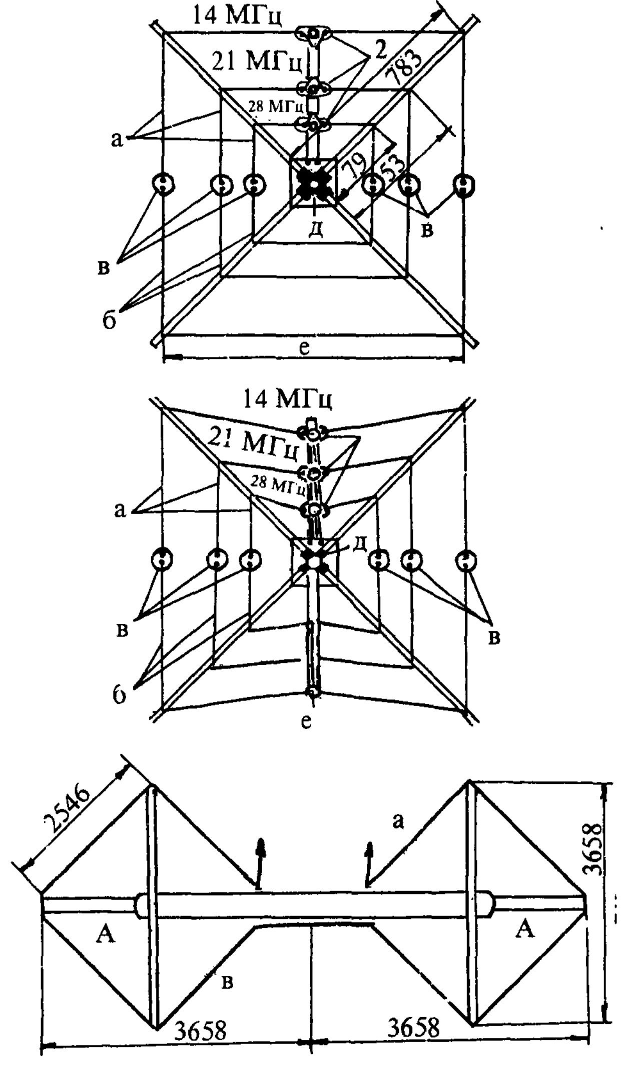


Рис. 7.78

ния питания устанавливают такие же изоляторы г, а около центра крестовины находится изоляционная панель д, на которой крепится симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1.

Вибраторы соединены параллельно с помощью отрезков двухпроводного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом.

Крестообразная рама изготовлена из деревянных реек. Расстояние от центра до точек крепления полотна антенны (для середины диапазонов) указаны на рис. 7.78. При настройке антенны в резонанс на других частотах можно пользоваться следующим соотношением = 7650, где частота выражена в мегагерцах, а в сантиметрах.

Длина рефлектора должна быть на 1/10 больше длины волны вибратора. На диапазонах 14,21 и на частоте 28,5 МГц КСВ этих антенн был не хуже 1,5. При использовании дополнительной траверсы (рис. 7.78), изготовленной из дерева (размеры 18×18×2438 мм), можно еще уменьшить общие размеры антенны и увеличить прочность конструкции. Пассивные элементы соединены между собой.

На рис. изображена двухэлементная антенна для диапазона МГц 14. Она имеет отношение излучения «вперед-назад» 20—24 дБ и коэффициент усиления 6 дБ. Рама антенны может быть изготовлена из дерева или другого изоляционного материала. Размеры центральной реи 50×25×3658 мм, участков А — 25×25×2134 мм, поперечных перекладин 25×25×3658 мм. На концах реи укреплены изоляторы разделяющие вибратор и рефлектор. Длина вибратора и рефлектора равна 10160 мм.

АНТЕННА «ТЕРНОПОЛЬ» НА УКВ НА 2 МЕТРА

Малогабаритная антенна, которая может быть использована на любительской радиостанции, изготовлена из алюминиевой фольги и укреплена при помощи липкой ленты на стекле оконной рамы.

Полное сопротивление антенны около 100 Ом и ее согласование с 50-омной коаксиальной линией осуществлено при помощи четвертьволнового трансформатора, выполненного из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 71 Ом.

Поляризация антенны зависит от пространственного положения точки питания. При питании с бокового угла поляризация вертикальная, а при питании с нижнего — горизонтальная.

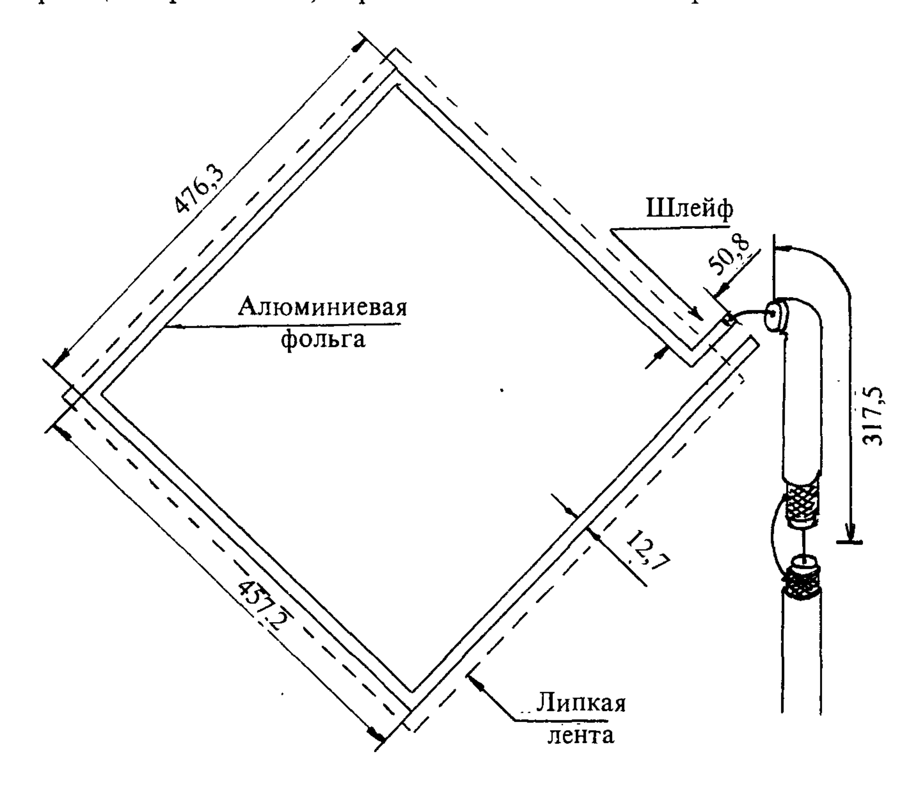


Рис. 7.79

АНТЕННА «ПЛАТО»

Простая и весьма эффективная антенна рис. 7.80 может быть выполнена на любой из ВЧ диапазонов. Расположение — вертикальное. В идеальном варианте — диэлектрическая мачта, однако можно использовать и металлическую. Усиление антенны — приблизительно 4,5 дБ по отношению к полуволновому диполю.

Симметрирующий трансформатор 1:1 выполняют на изоляторе диаметром 27 мм. Количество витков — 10. Намотка выполняется в 3 провода, виток к витку. Диаметр провода 1,6 ... 1,8 мм, одножильный или многожильный. Для любителей QRO провод лучше использовать во фторопластовой оболочке. Следует обратить внимание на правильность соединения концов обмоток. Согласующее колено D выполняют из провода 1,6...1,8 мм. Расстояние между проводами — около 102 мм. Распорки изолятора выполняют из оргстекла или стеклотекстолита и располагают друг от друга на расстоянии 300...400 мм. Изменяя точку подключения трансформатора 1:1 на отрезке D, можно получить КСВ = 1 в коаксиальной линии передачи.

Можно использовать антенну 20-метрового диапазона на 15 и 10 метрах, если использовать линию передачи полностью из двухпроводного фидера и балансный (симметричный) антенный тюнер. Расстояние между проводами открытого фидера можно уменьшить до 50...70 мм, т.к. волновое сопротивление линии здесь большой роли не играет. При таком использовании антенны 20-метрового диапазона с увеличением частоты растет усиление.

Размеры антенны приведены в табл. 7.8

ТАБЛИЦА 7-8

Диапазон	10 м	15 м	20 м
L, м	5,19	7,63	10,37
D, м	2,52	3.74	5,03

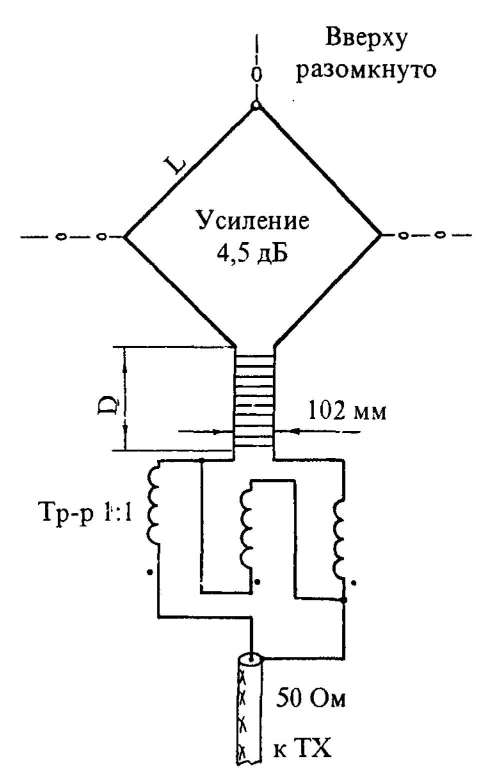


Рис.7.80. 1 ELEMENT QUAD

АНТЕННА «ТУМАН»

Предлагаемая конструкция представляет собой антенную систему, в которую входит сама антенна, линия передачи, фазируемая линия с волновым сопротивлением 150 Ом и ATU.

Антенна является малошумящей и хорошо зарекомендовала себя при проведении дальних связей в диапазонах 3,5...30 МГц.

На рис. 7.81 показан вид сверху на антенну. Она располагается параллельно земле на опорах высотой 10—12 м.

В отличие от обычной Delta Loop, подвешенной в таком положении (параллельно земле), эта антенна уже на 80 м диапазоне работает под малым углом излучения в вертикальной плоскости, являясь ДХ антенной.

С увеличением рабочей частоты угол излучения уменьшается, что дает возможность оптимально использовать антенну на ВЧ диапазонах. Следует отметить значительное увеличение усиления антенны с увеличением рабочей частоты. Это свойство всех антенн, работающих на гармониках. Линия передачи и фазирующая линия выполнены из провода или антенного канатика диаметром 1,8...2 мм. Расстояние между проводниками 50...70 мм. Точное волновое сопротивление линии здесь не играет роли и может составлять

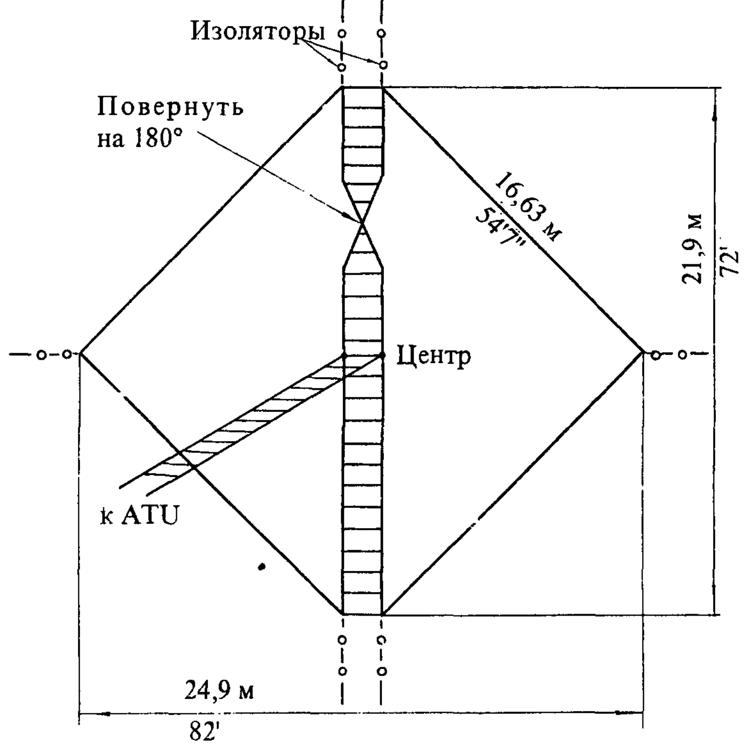


Рис. 7.81. N4PC LOOP антенна

300...600 Ом. Линия передачи — произвольной длины.

ATU — Antenna Tuning Unit — согласующее устройство. В данном случае это устройство симметричного (балансного) типа, т.е. устройство, в котором самой схемой заложен симметричный выход без применения симметрирующего трансформатора с коэффициентом трансформации 1:4 как в современных ATU-Т-образного типа. После нескольких лет эксплуатации, автор P. Carr (N4PC) изменил размеры антенны исходя из практического опыта эксплуатации.

АНТЕННА «САХАЛИН» С ИЗМЕНЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ НА 80 М

Работа заключается в закорачивании шлейфа рамки (рис. 7.82), которая будет являться или директором или рефлектором. Эти антенны могут быть как типа «QUHD» так и «DELTA».

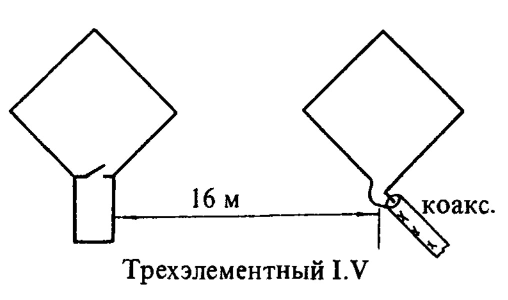


Рис. 7.82. Антенна с изменяемой диаграммой направленности для 80 м

АНТЕННА «ЧУМНАЯ ЗВЕЗДА» НА 40 М С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

TX подключается или к одной или к другой активной рамке, что формирует соответствующим образом max излучения. Эффективна для ДХ QSO. Переключение происходит с помощью реле (рис. 7.83).

вибратор — 43,45 м
рефлектор — 46,6 м

в р в

8 м 8 м

Рис. 7.83. Антенна на 40 м с переключаемой диаграммой направленности

АНТЕННА «НЕБЕСНЫЙ ПРОВОД» НА 40—80 М

Горизонтально висящий квадрат рис. 7.84. Для 40÷80 м подвес около 40'. При работе на других (всех) диапазонах оплетка соединяется с центральной жилой. В этом случае работает как вертикальной вибратор и требует согласования, т.к. сопротивление может лежать между 50 и 500 Ом в зависимости от диапазона.

Рекомендуется всем как универсальная антенна. Вместо квадрата может быть и треугольник. Возможен подвес сторон под разными углами. Эффективна для ДХ связи.

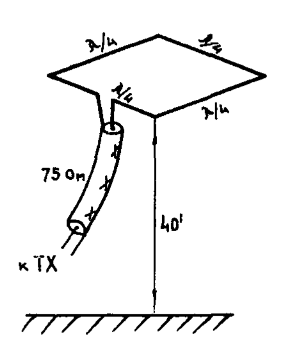


Рис. 7.84. Горизонтально висящий квадрат.

АНТЕННА «ШТОРМ» НИЗКОШУМЯЩАЯ RX АНТЕННА

Желательно согласование и предусилитель рис. 7.85. На передачу эти антенны не работают. Селекция по направлению. Антенна резонаторная широкодиапазонная 3,5÷40 МГц или 3,5÷3,8 МГц. В оригинале применяют коаксиал.

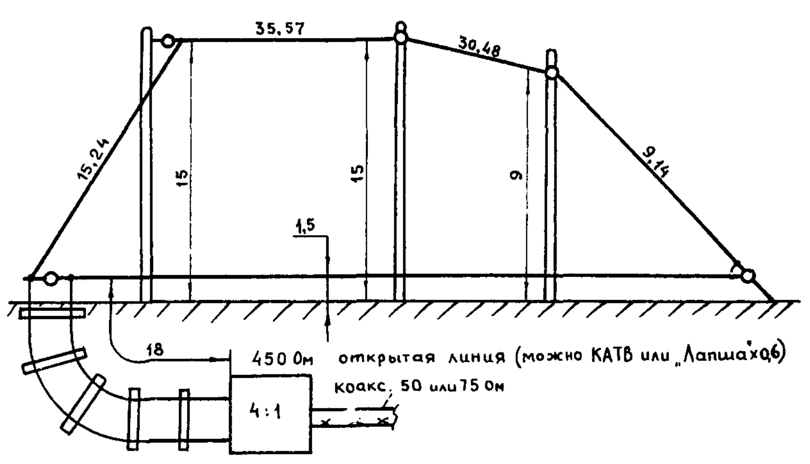


Рис. 7.85

Антенны для диапазонов 17 метров

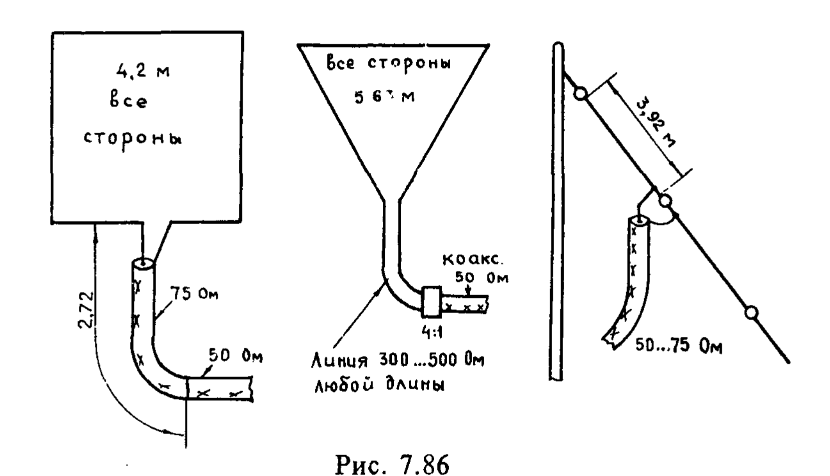


Рис. 7.86

АНТЕННА «УТРЕННЯЯ ЗВЕЗДА» ДЛЯ ДИАПАЗОНА 17 МЕТРОВ

При расположении антенны как указано обеспечивают проведение ДХ связи. Эти антенны не требуют «земли» и могут быть размещены в пространстве как угодно (рис. 7.86).

АНТЕННА «МИНОТАВР»

Паучий квадрат для одного диапазона рис. 7.87.

Антенна, сделанная на низкочастотный диапазон работает на остальных ВЧ диапазонах. Возможна подстройка шлейфом из-за влияния земли. Длина шлейфа должна входить в общую длину антенны.

Настройка: 1. Вибратор настраивают по минимуму КСВ.

2. Рефлектор по минимуму излучения назад. При необходимости настройку повторят для ДХ связи.

АНТЕННА «ЛЫСАЯ ГОРА»

Антенна «квадрат» рис. 7.88 получила среди радиолюбителей широкое распространение. Причем два ее конструктивных варианта — «еж» и с несущей траверсой — имеют примерно одинаковую популярность. Однако обоим вариантам присущ общий недостаток: малая жесткость, вследствие чего прочность антенны оказывается невысокой.

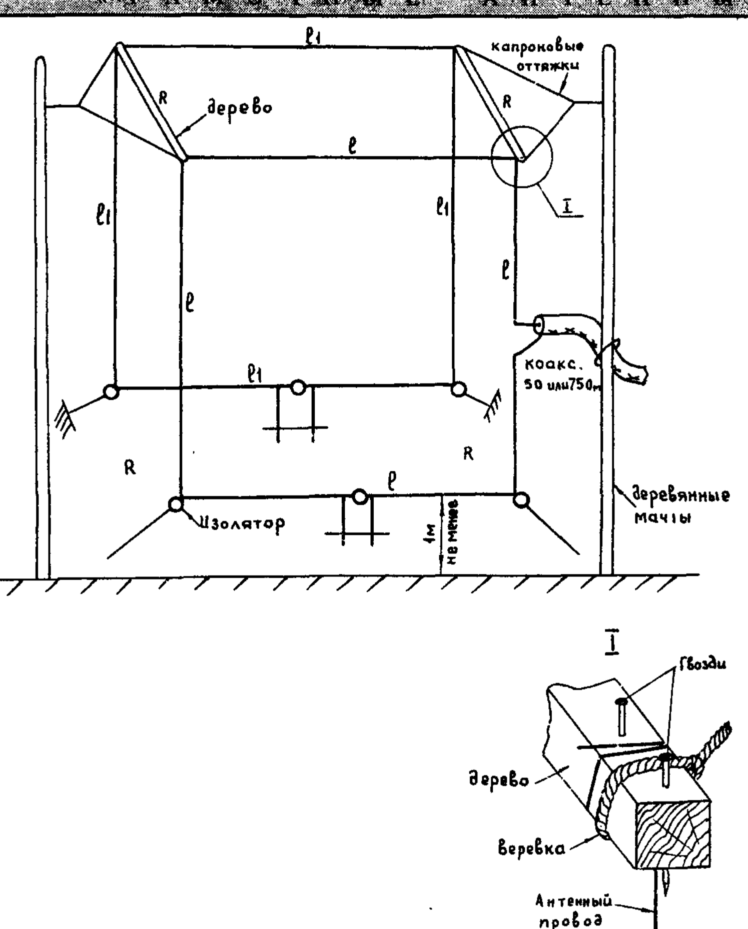


Рис. 7.87

ТАБЛИЦА 7-9

	$4 \cdot l$	$4 \cdot l_1$	R
3,5	86,26	88,39	12,8
3,8	78,64	80,46	11,58
7	43,59	44,5	6,4
10	30,48	31,1	4,57
14	21,94	22,4	3,05
21	14,63	14,94	2,13
28	10,97	11,20	1,52
24	12,5	12,8	1,83

При разработке антенн, описанию которых посвящена статья, была предпринята попытка разработать достаточно прочную конструкцию «квадрата». По мнению автора изготовление этих антенн под силу каждому радиолюбителю, имеющему элементарные навыки слесарных и плотницких работ. Антенны изготовлены из распространенных недорогих материалов. При своей небольшой массе 35-40 кг они устойчивы и выдерживают сильные ветры.

В основу первой конструкции см. рис.7.88 положен вариант «еж», однако в отличие от обычного его исполнения, когда шесты 2 сходятся в одной точке, здесь они разделены на два яруса и разнесены по вертикали. Это позволило уменьшить длину шестов, в результате чего повысилась жесткость. Прочность антенны также увеличена применением горизонтальных деревянных распорок. 3.

На рис. 7.89 изображена вторая конструкция, являющаяся модификацией антенны с несущей траверсой, описанной в «Радио», 1972, №7. В ней также можно применить горизонтальные распорки.

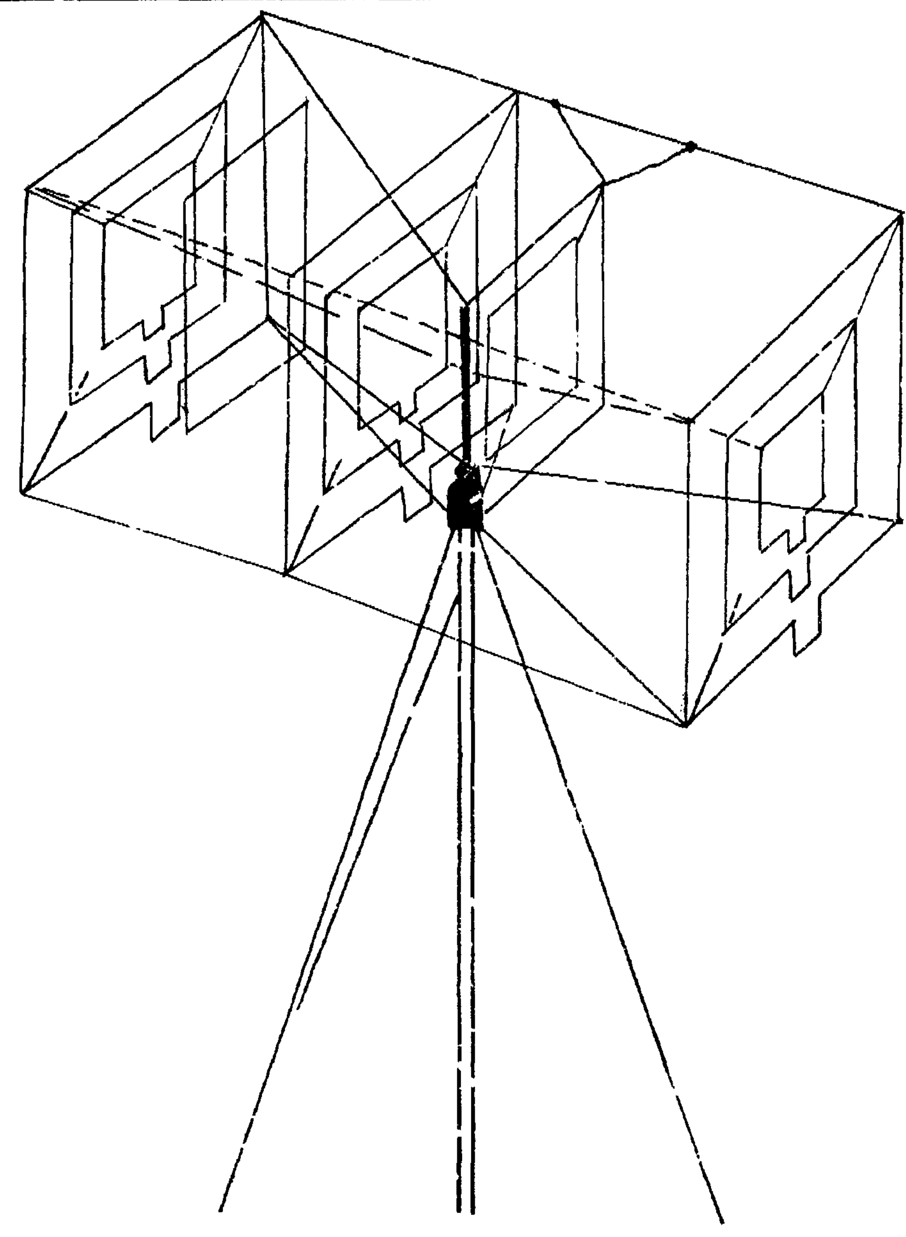


Рис. 7.88

Обе конструкции позволяют изготовить трехдиапазонные антенны: трехэлементную на 14, четырехэлементную — на 21 и пятиэлементную на 28 МГц. Рис. 7.90 поясняет принцип размещения рамок всех диапазонов в пространстве. Схема расположения рамок представлена на рис.7.91, а их размеры приведены в табл. 7-10.

ТАБЛИЦА 7-10

Диапазон, МГц	Частота настройки	Размеры сторон элементов, см			Длина шлейфа, см
		директоров	вибраторов	рефлектора	
14	14, 15	500	530	540	50
21	21, 2	345	354	360	40
28	28, 6	245	263	270	30

При повторении антенн основную трудность представляет приваривание уголков к муфтам под строго установленным углом. Чтобы точно выполнить эту операцию, лучше всего применить вспомогательные приспособления, позволяющие зафиксировать свариваемые детали в необходимом положении. На рис. 7.92 в качестве примера показан способ изготовления этого узла для конструкции рис.7.88.

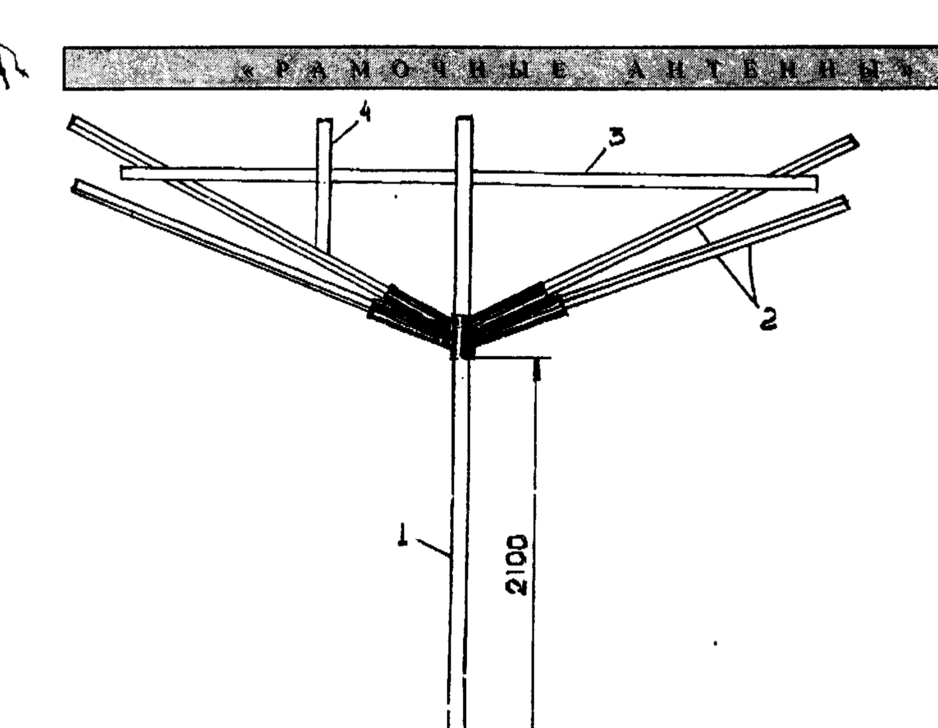


Рис. 7.89

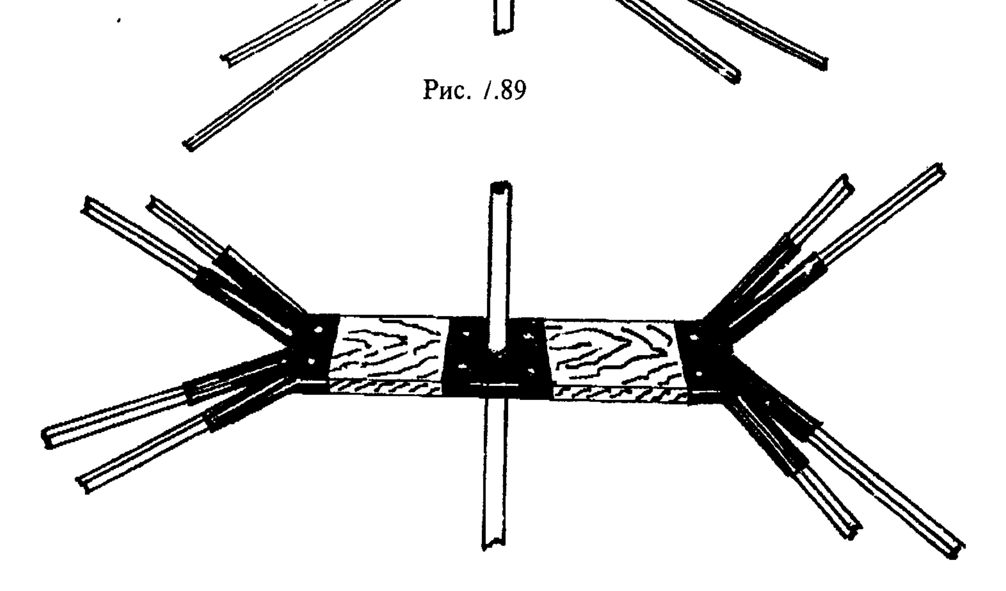


Рис. 7.90

Заготовку для муфт размечают в соответствии с рис. 7.92а, сверлят отверстия (для закрепления муфт на мачте) и делают пропилы по штриховым линиям на 3/4 диаметра.

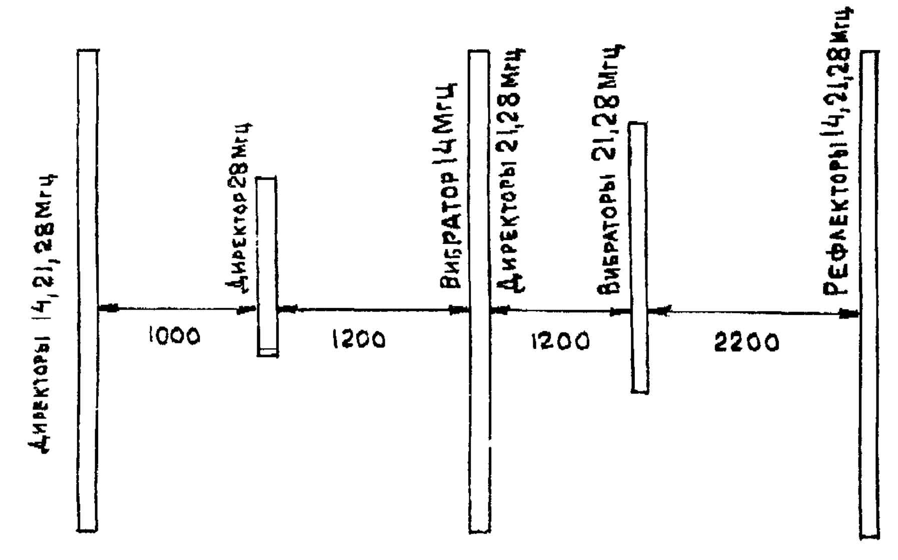
При подборе трубы для этой заготовки необходимо помнить, что после сварки она деформируется, и ее внутренний диаметр уменьшается на 1- 2 мм.

На вспомогательной плоскости чертят окружность рис.7.92б, которую делят на секторы с помощью транспортира. В центре окружности укрепляют заготовку для муфт и приваривают к ней вначале один ярус уголков, а затем, повернув заготовку на 180 град., второй. В случае точного выдерживания указанных на рис. 7.92б размеров, необходимые углы между муфтами и уголками получаются автоматически.

После сварки заготовку распиливают окончательно. Отрезки, служившие лишь для выдерживания требуемых размеров, удаляют.

Шесты крепят к уголкам любым способом — U-образными шпильками, проволочными вязками и т.д. Аналогичным способом устанавливают деревянные распорки и стойки.

Рамки и шлейфы выполнены из медного провода диаметром 2 – 3 мм. Для их крепления применены изоляторы, предложенные UR5LKD. Рамки диапазона 14 МГц укрепляют непосредственно на шестах



Гис. 7.91

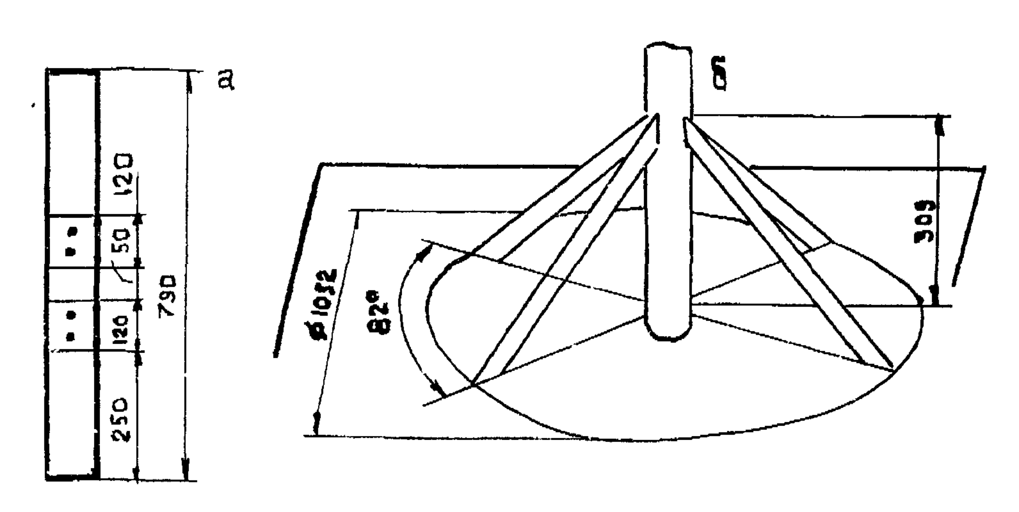


Рис. 7.92

(2 на рис. 7.89) и четырех дополнительных стойках. Рамки других диапазонов растянуты капроновой леской.

Для питания вибраторов антенн можно применять коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 50-75 Ом, подключая рамки к фидерам через трансформаторы на ферритовых кольцах. Описания таких трансформаторов неоднократно публиковались в литературе.

В случае применения рекомендованных размеров рамок и расстояний между ними КСВ в фидере получается в приемлемых пределах без дополнительных регулировок.

Настройку антенны необходимо начинать с рефлектора, подбирая положение короткозамыкающей перемычки шлейфа по максимальному отношению излучения вперед-назад. Директор настраивают аналогичным методом. Желательно настройку рефлектора и директора повторить 2–3 раза.

Обе антенны испытывались на радиостанциях UK8HAA и UH8CT более двух лет. Они позволили добиться хороших результатов как во время соревнований, так и при проведении дальних QSO.

МОДИФИЦИРОВАННАЯ АНТЕННА «НОЧНЫЕ МОТЫЛЬКИ»

В 60-х годах у коротковолновиков пользовалась популярностью антенна G4ZU, известная еще и под названием птичья клетка. Однако со временем из-за сравнительно небольших значений усиления и отношения излучения «вперед-назад» о ней забыли. Экспериментируя с различными антеннами UV6AF и UA6APE модифицировали указанную антенну, расположили ее горизонтально и изменили точку питания рис. 7.93. Это позволило получить определенные преимущества перед оригинальным вариантом

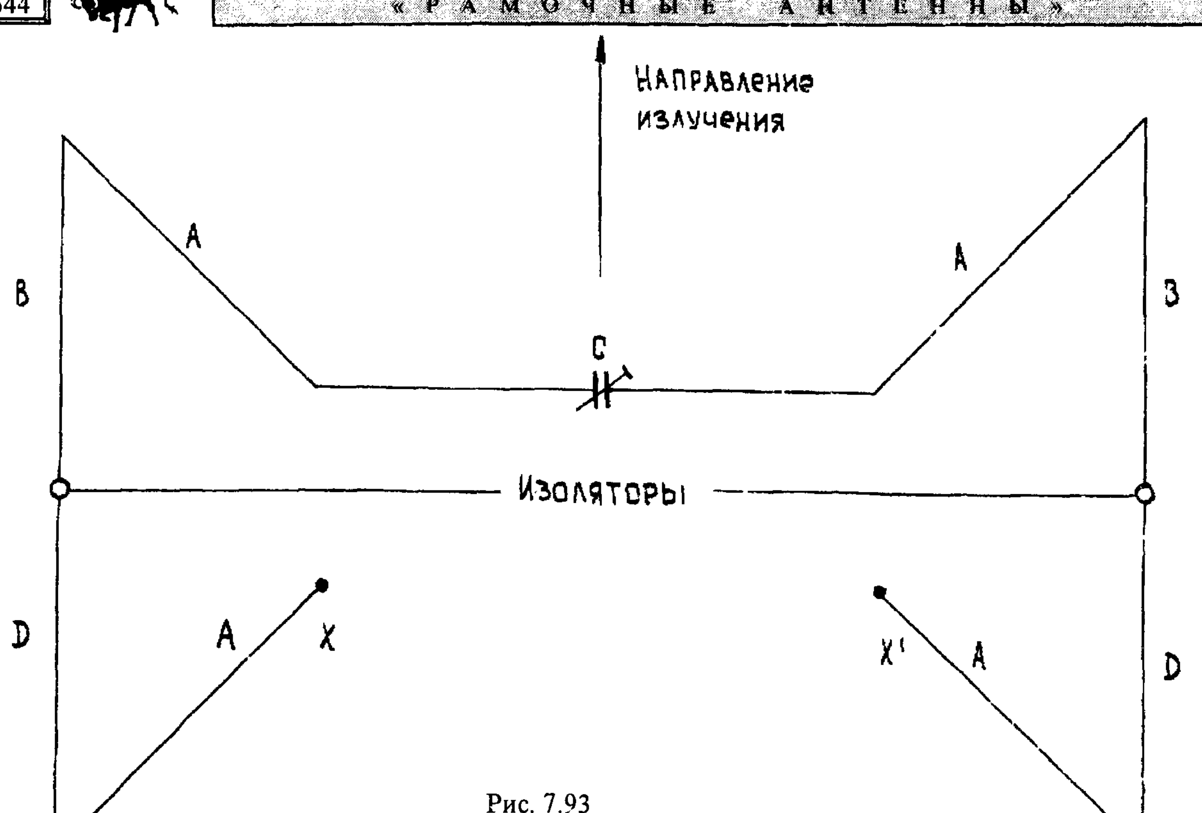


Рис. 7.93

антенны G4ZU, а именно: увеличилось расстояние между пучностями тока активного элемента и рефлектора, параметры и настройка антенны стали соответствовать параметрам и характеру настройки «двойного квадрата, конструкция антенны стала более плоской, что упростило ее вращение, уменьшилось (по сравнению с «двойным квадратом») необходимое число изоляционных распорок — изолированным должен быть лишь «бум» (он может быть выполнен и из металлических труб с диэлектрическими вставками).

Недостатком антенны следует считать необходимость применения высококачественного изоляционного материала в точках В и С для изоляции элементов вибратора и рефлектора, поскольку в этих точках максимумы напряжения.

Антенна длительное время испытывалась авторами на 10 и 20-метровом диапазонах. При этом соотношение излучения «вперед-назад» было более 30 дБ, а усиление составило около 7...8 дББ. К сожалению, авторы не измеряли входное сопротивление антенны.

АНТЕННА «ВЕСЕЛАЯ ВДОВА» — КВАДРАТ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

В статье описана конструкция еще одной антенны с переключаемой диаграммой направленности, в которой, по мнению автора, при сохранении основных достоинств «квадрата» удалось в значительной мере устранить присущие вращающимся антеннам недостатки. Она представляет собой двухэлементную антенну с активным питанием рефлектора.

Конструкция антенны показана на рис. 7.94.

Для сравнения рядом дано схематическое изображение обычного двойного «квадрата» Видно, что между ними имеется большое сходство. Если свести в одну точку верхние и нижние углы рамок двойного «квадрата», а средние части рамок, наоборот, несколько раздвинуть, то мы получим антенну, изображенную в центре рисунка. Четыре ее полурамки симметричны относительно вертикальной оси, что позволяет коммутировать диаграмму направленности на четыре направления. Схема, обеспечивающая такую коммутацию, показана на рис. 7.95.

Как известно, для формирования однонаправленной диаграммы излучения необходимо обеспечить разность фаз токов, протекающих в двух рамках, несколько превышающую 180 град. Конкретное значение фазового сдвига зависит от эффективного расстояния между рамками. Начальная разность фаз 180 град. Получена соответствующим включением обмоток трансформатора Т1.

Дополнительный сдвиг фазы дают удлиняющие элементы, включаемые в цепь рефлектора. Все переключения, необходимые для управления диаграммой направленности, обеспечивают реле К1 и К2. Порядок включения реле зависит от положения переключателя S1. Рассмотрим для примера работу антенны в первом положении переключателя, т.е. при обесточенных обмотках реле К1 и К2. При этом обмотка III трансформатора Т1 через нормально замкнутые контакты К1.2 и К2.2 непосредственно подключена к полурамкам «в» и «г». Обмотка II подключена полурамкам «а» и «б» через удлиняющие элементы. При этом образуются две рамки «аб» и «вг» , причем рамка «аб» является рефлектором. Ясно, что основное излучение антенны будет при этом исходить в сторону рамки «вг». Это направление показано на рисунке стрелкой 1. Стрелками 2, 3, 4 показаны направления максимума диаграммы направленности, соответствующие остальным трем положениям переключателя.

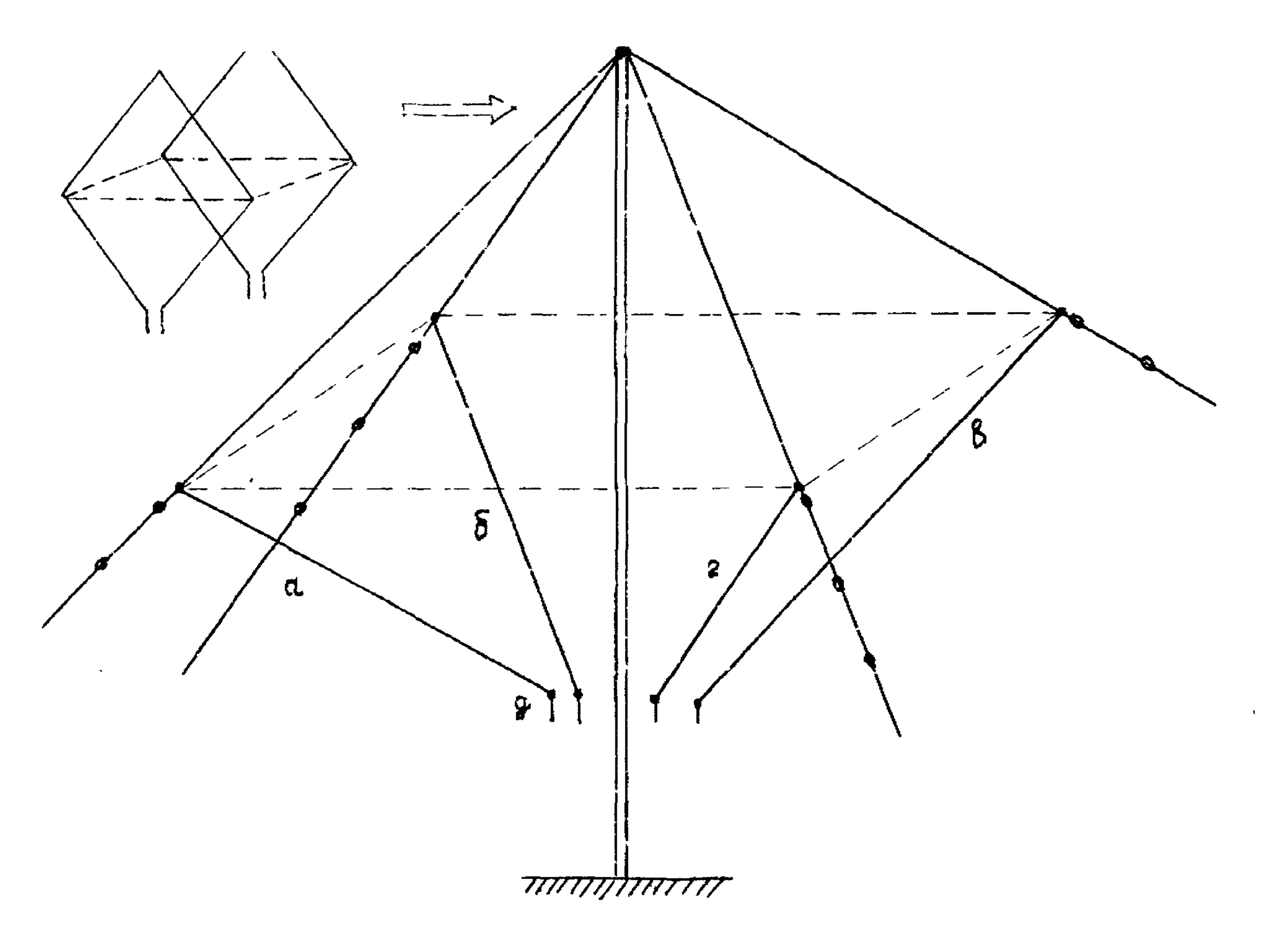


Рис. 7.94

Антенна для диапазона 14,0... 14,3 МГЦ имеет следующие конструктивные данные : высота мачты, выполненной из стальных труб диаметром 20 мм — 9 м, высота точки «д» над крышей 1,5 м, длина каждой полурамки – 10,95 м. Полурамки и удлиняющие элементы изготовлены из медного провода диаметром 2,5 мм, суммарная длина удлиняющих элементов (ориентировочно) — 1 м.

В качестве К1 и К2 применены четыре соединенные попарно герметизированные реле типа РЭС-34. Они имеют сравнительно маломощные контакты, однако в связи с тем, что антенна коммутируется в отсутствии ВЧ сигнала, работают достаточно надежно. Трансформатор Т1 выполнен на двух сложенных вместе кольцах из феррита 50 ВЧ типоразмера К32 х 16 х 8. Обмотки трансформатора выполнены десятью параллельными проводами ПЭЛ 0,31. Обмотка I содержит 10 витков, II и III — по 8 витков каждая. При питании антенны коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом КСВ не превышает 1,4 .

Коммутирующее устройство установлено на приваренных к мачте четырех треугольных стальных пластинах. На них же установлены изоляторы для крепления проводов-полурамок. При выполнении этого узла было обращено внимание на то, чтобы соединительные проводники в одинаковых цепях имели одинаковую и минимально возможную длину.

Испытания модели антенны, проведенные в диапазоне 144... 146 МГц, показали, что оптимальная длина полурамок составляет 0,53λ, а оптимальная суммарная длина удлиняющих элементов — 0,08λ.

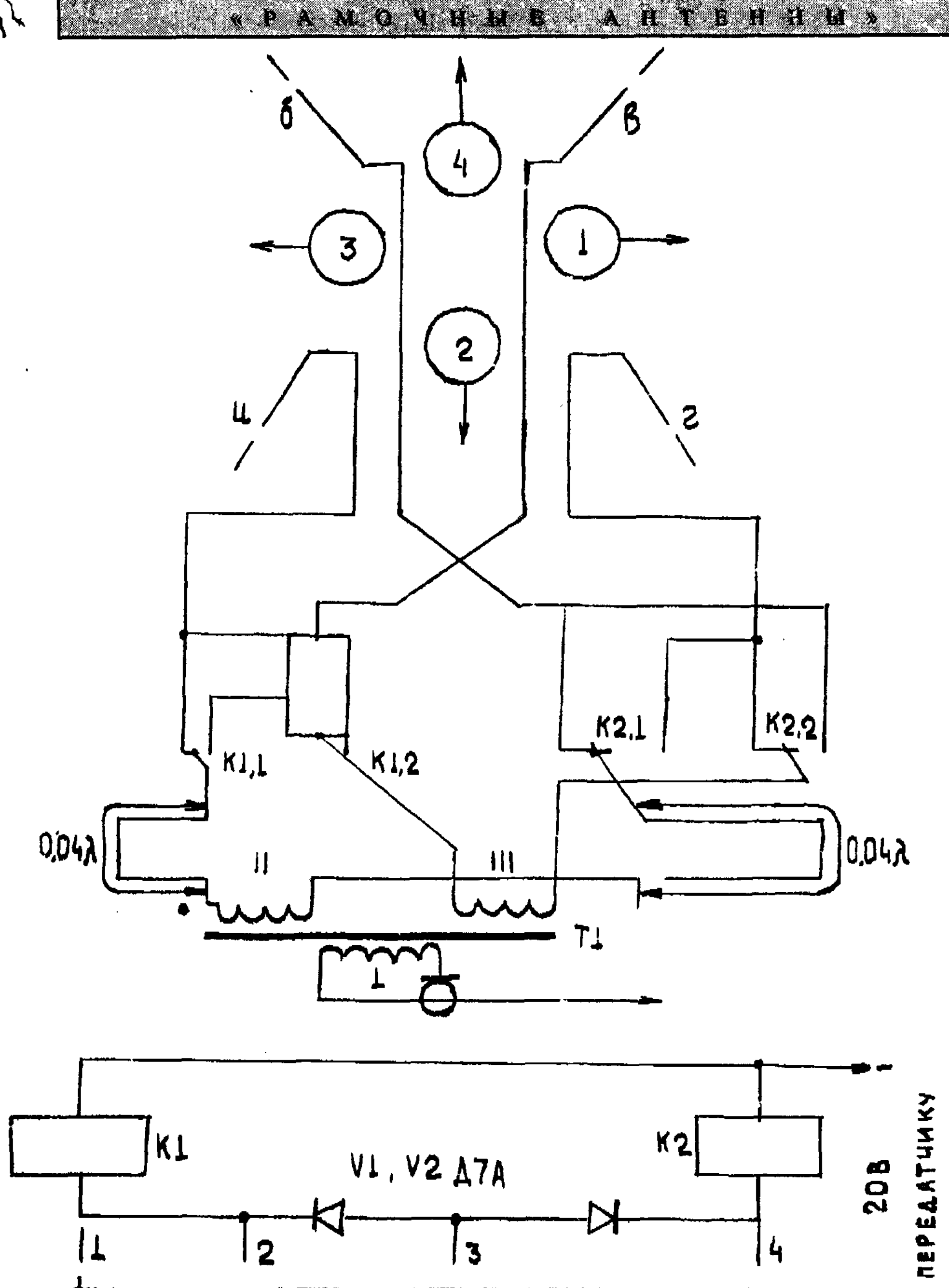


Рис. 7.95

Диаграмма направленности антенны при таких размерах показана на рис. 7.96. Видно, что ширина основного лепестка по уровню 3дБ составляет 90 град., т.е. проигрыш в усилении для четырех наименее благоприятных направлений будет незначительным.

Эксплуатация антенны показала ее высокую надежность и удобство в работе.

АНТЕННА «НОЧНАЯ ВАРШАВА»

Многие УКВ антенны станции в Польше применяют антенну, сконструированную DL7KM. Антенну, представленную на рис. 7.97, я наблюдал в работе в полевых условиях. При своей относительной компактности она показала результаты не хуже, чем девятиэлементная SP6LB. Питается она кабелем 50...60 Ом. Вибратор можно изготовить из трубки, уголка или ленты. Он закреплен на изоляционных стойках. Вообще-то рекомендуют изготавливать его из меди и все стыки пропаивать, хотя это и не обязательное условие.

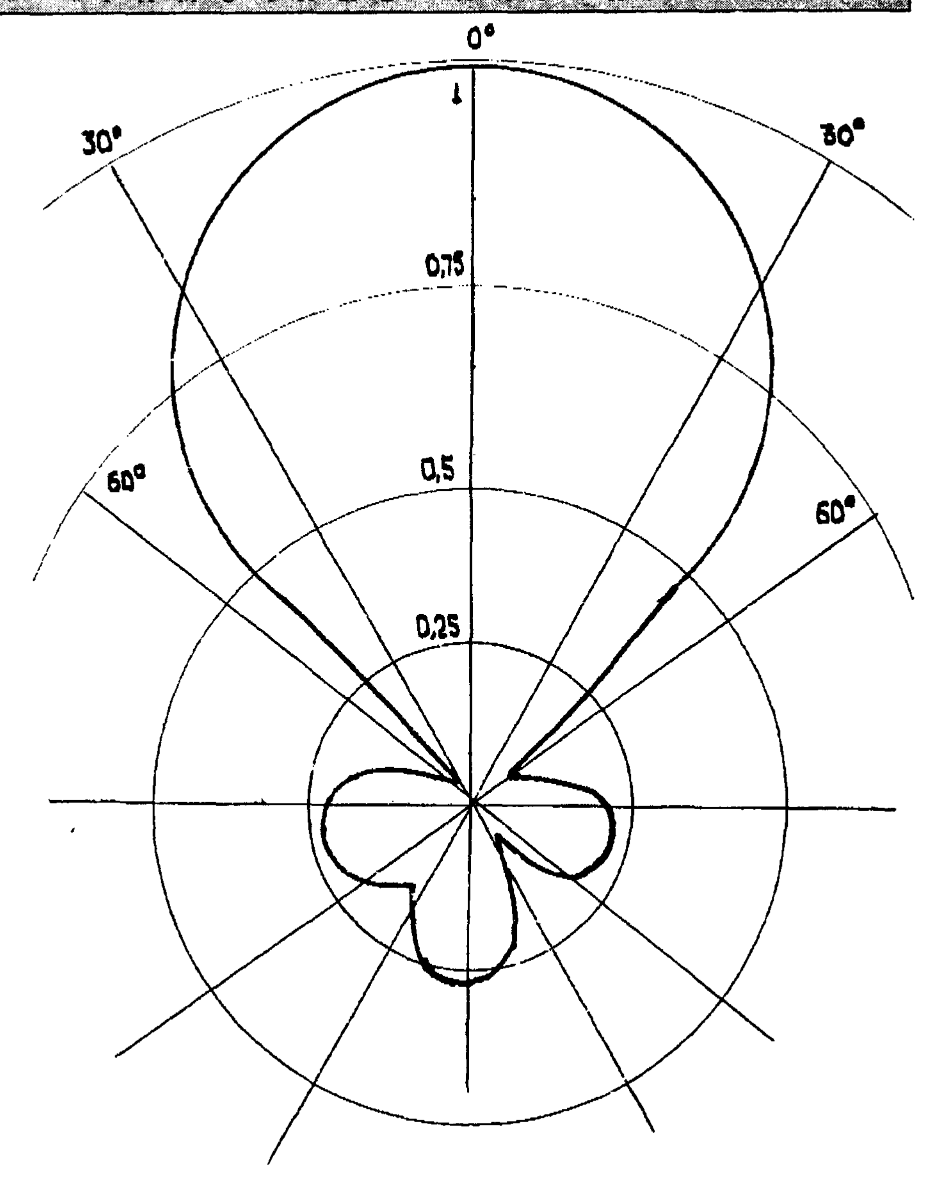


Рис. 7.96

В книге Здислава Беньковского «Poradnik Ultra Krotko Falowka (дословно «подсказчик, помощник укависта), выпущенной в Варшаве в 1988 г, тиражом 10 тыс. экз. описано целое семейство этих антенн. На рис. 7.98 представлена антенна с рефлекторами. Параметры — по книге α =67 град., β = 54 град. Усиление G= 9 дБ. Две таких антенны теоретически должны иметь усиление 12 дБ, но на практике достижимо 11,5 дБ. Входное сопротивление X1X2 — при-близительно 60 Ом. В принципе это позволяет питать их как кабелем 50 Ом, так и кабелем 75 Ом.

На рис. 7.99 показано питание двух антенн. Куски кабеля 1а могут быть довольно длинными. На расстоянии 0,095λ (130 мм) от тройника помещен разомкнутый кабель длиной 130 мм, хотя сам DL7KM дает расстояние от тройника 108 мм, а длина бокового отрезка – 133 мм при кабеле 60 Ом. Антенна показанная на рис. 7.100, имеет параметры G = =13 дБ, α = 35 град., β = 32 град, F\ B = 25 дБ.

ТАБЛИЦА 7-11

	R1 – R7	Вибратор	X1 – X2	RW	W – D1	D1 – D2
Расстояние	300		20	285	55	520
Длина элементов	1040	520	20		D1 – 935	D2 – 925
Диаметр	10					

Все размеры даны в миллиметрах.

Рис. 7.97

Рис. 7.98

Рис. 7.99

Рис. 7.100

АНТЕННА «ИКАР» — ДВУХДИАПАЗОННЫЙ LOOP НА 30 И 40 М

При использовании СУ работает и на 80 и 15 м. Delta Loop на 40 м и Delta Loop на 30 м (рис. 7.101). Вертикальный подвес 10000 пФ. Реле лучше керамическое. Принять меры к влагоизоляции реле.

АНТЕННА «ВОЛНЫ ГАЛАКТИКИ»

Английский коротковолновик G3YDX предложил новую форму рамок активного элемента и рефлектора см. рис. 7.102 для антенны типа «двойной квадрат». Использование рамок такой формы позволяет создать малогабаритную (примерно в 1,5 раза меньше полноразмерной) однодиапазонную антенну, имеющую вполне удовлетворительные характеристики.

Размеры рамки активного элемента для диапазона 14 МГц приведены на рис. 7.103. Питание элемента осуществляется с помощью гамма-согласующего устройства. Рефлектор имеет такие же форму и размеры.

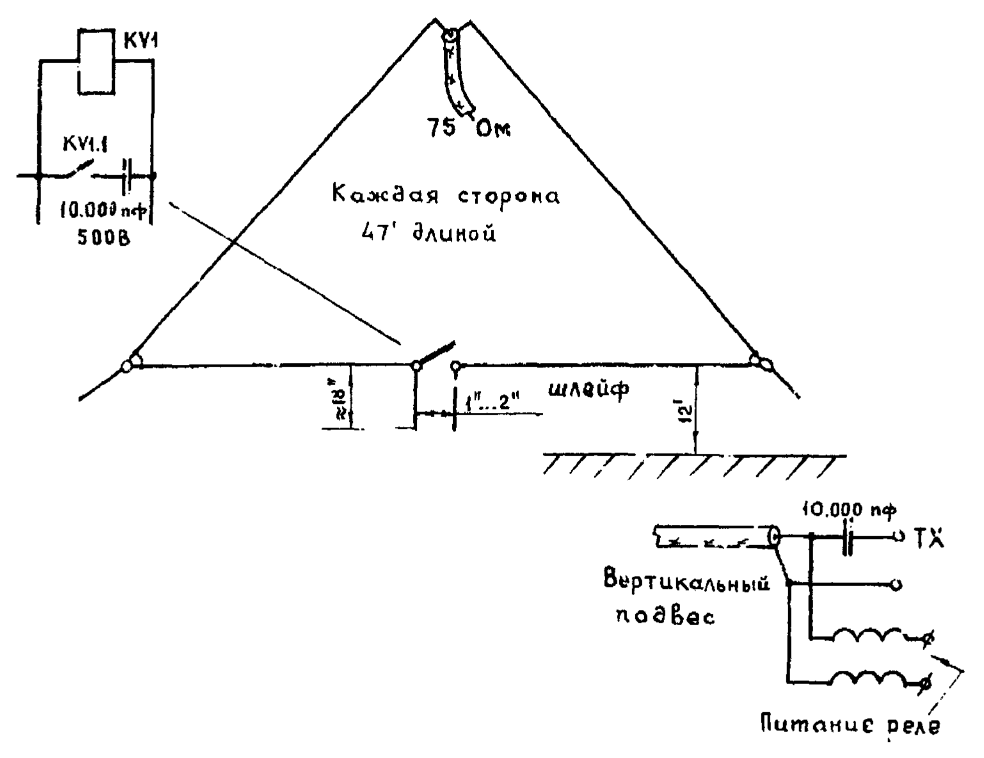


Рис. 7. 101

В середине нижней стороны рамки рефлектора включают шлейф, с помощью которого его и настраивают. Активный элемент и рефлектор крепят на несущей траверсе на расстоянии 2500 мм друг от друга.

В отличие от обычного «двойного квадрата» антенна, имеющая рамки такой формы, более узкополосна. В диапазоне 14 МГц полоса пропускания антенны (при КСВ не более 2) не превышает 250 кГц. Это не позволяет создать антенну, эффективно работающую во всем диапазоне. Возможны два варианта: антенну настраивают либо на частоту около 14,1 МГц (перекрываются телеграфный и большая часть телефонного участка), либо на 14,2 МГц (перекрывается весь телефонный участок) Поскольку антенна достаточно узкополосна, то она требует тщательной настройки. Это лучше всего делать, когда антенна поднята на рабочую высоту. Если настройка антенны производится на земле, то следует учитывать изменение рабочих частот рамок при удалении их от земли Сначала настраивают гамма-согласующее устройство активного элемента, а затем подбирают длину шлейфа рефлектора по наилучшему соотношению излучений вперед-назад.

По данным автора увеличение уровня сигнала (как при приеме, так и при передаче) при переходе с GP на «двойной квадрат» с такими рамками составляло в среднем около трех баллов.

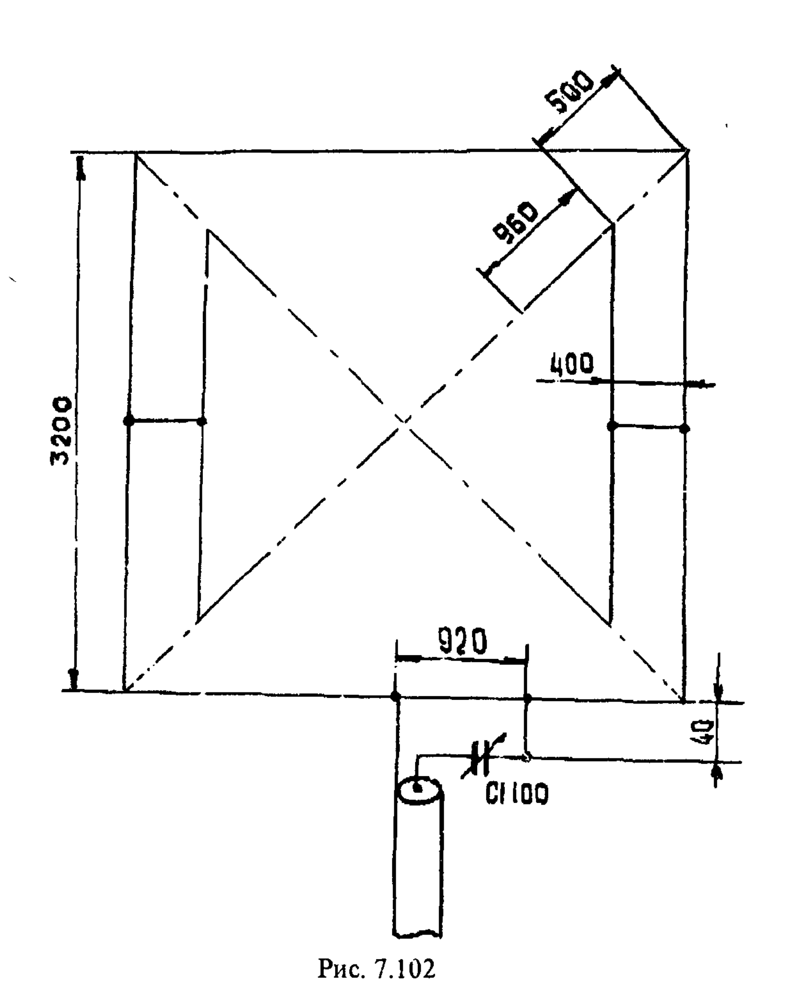


Рис. 7.102

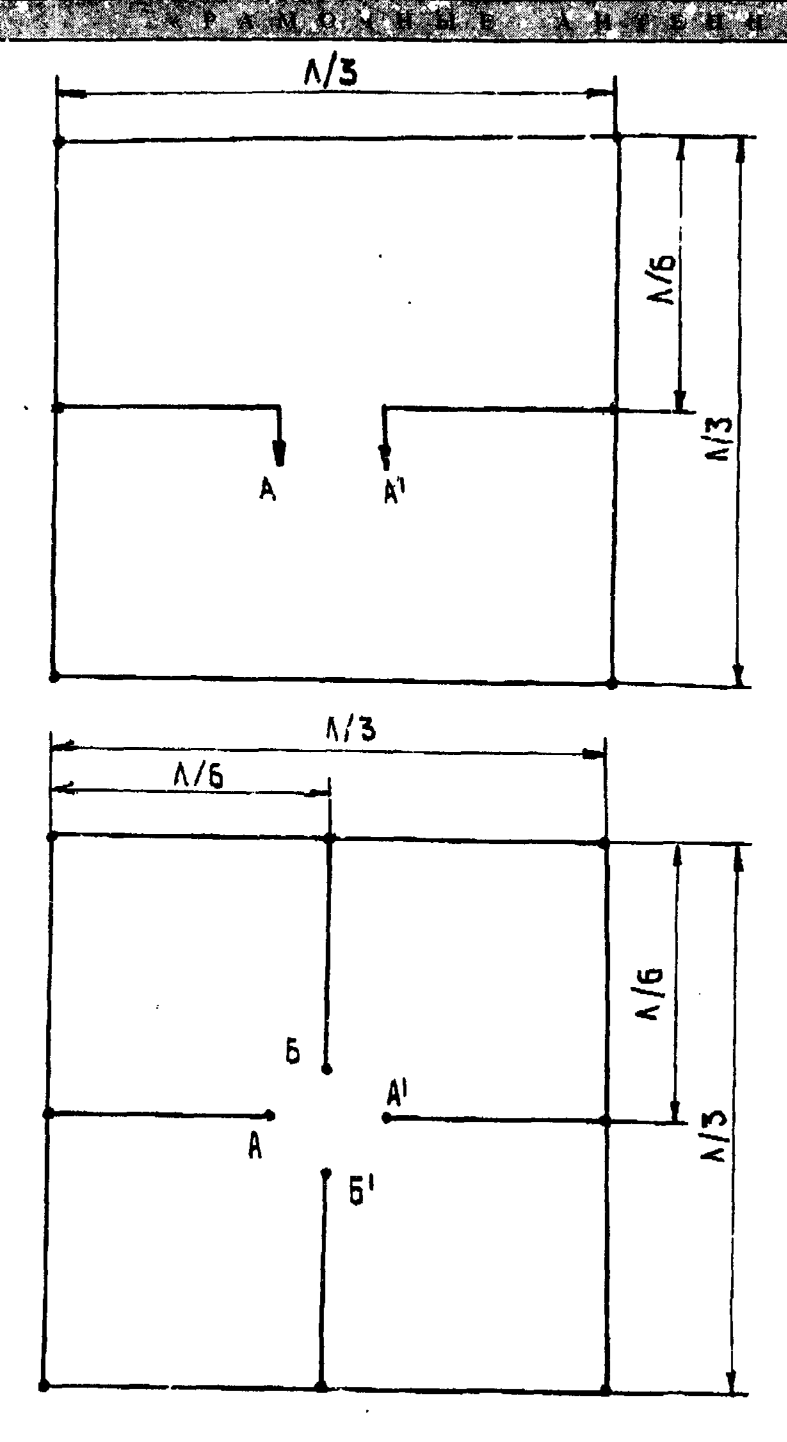


Рис. 7.103

АНТЕННА «ЛА-МАНШ» — РЕЗЕРВНАЯ АНТЕННА

Антенна внешне очень несерьезная. Впрочем «несерьезна» она во всех отношениях. На солнцепеке в южных районах более трех лет не живет из-за материала, из которого изготовлена — пластиковые обручи, которые продают в спортмагазинах.

Но по простоте, дешевизне, а главное, работоспособности даже в окружении высоких деревьев, ей мало найдется равных среди антенн, предназначенных для краткосрочного использования.

Эту антенну можно поставить прямо на балконе. К ней обязательно требуется простое П-согласующее устройство. КСВ-1 можно легко достичь на всех частотах.

Электрическая схема антенны изображена на рис. 7.104. Видно, что она представляет собой неравномерное распределение индуктивности и емкости в конструкции.

С помощью согласующего широкополосного трансформатора Тр1 достигается согласование с коаксиальным 75-омным кабелем. ТР1 намотан на кольце 50 ВЧ диаметром 50-70 мм в два провода по 9 витков. Для антенны необходим любой изолированный шест. В каждом обруче просверливается по 2

отверстия диаметром 3-4 мм снизу и сверху, как показано на рис. 7.105, и по одному между ними для крепления обруча к шесту.

Каждый обруч имеет в одном месте заводской внутренний «шов» и его надо располагать сверху, чтобы удобнее было протягивать внутрь провод антенны.

Вначале протягиваются провода внутри каждого из обручей, а затем после крепления на мачте, необходимо скрутить залуженные концы и пропаять.

Мне уверенно давали 7–8 баллов корреспонденты 6-7, 8, 5 районов и Западной Европы. 1 2, 3, 4 и 9 районы отвечали хуже 5-6 баллов. Но надо учесть местонахождение антенны в окружении густых деревьев, а также то, что использую я ее только на трансивер с ГУ-19.

Рис. 7.104

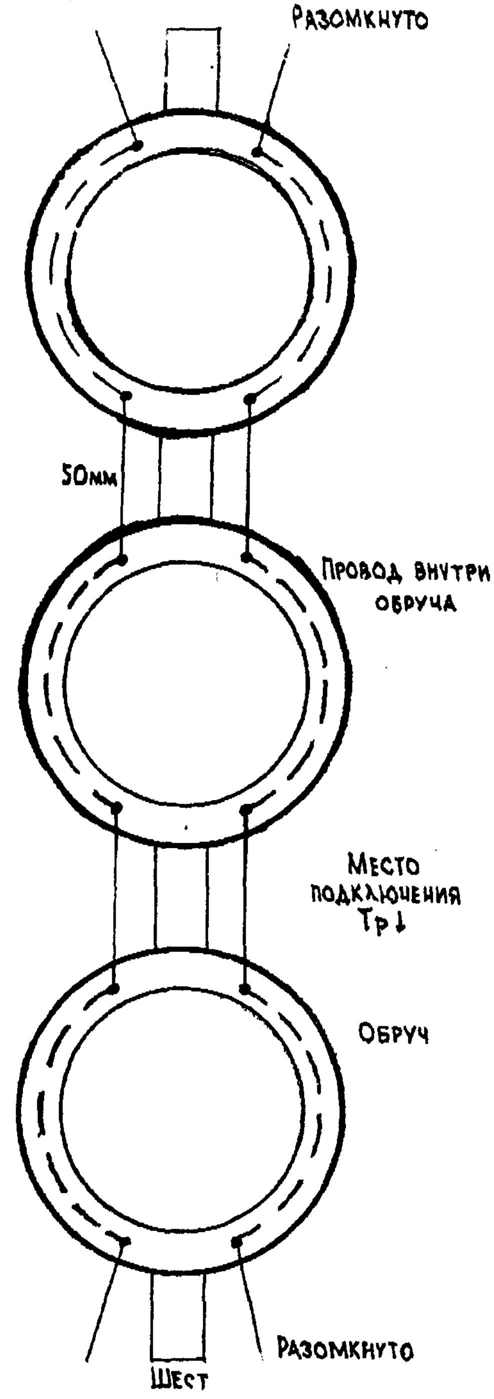


Рис. 7.105

АНТЕННА «ГЕТЬМАН МАЗЕПА» — ЦЕЛЬНОМЕТАЛЛИЧЕСКАЯ ДЕЛЬТА-АНТЕННА

Конструкция однодиапазонного варианта антенны показана на рис.7.106. К концам несущей траверсы E (дюраюминиевая труба диаметром 40 мм) прикреплены тонкостенные дюралюминиевые трубы A, A' C и C' (их диаметр 30 мм), концы которых соединены алюминиевыми или медными проводами B, B', F, F' диаметром 1,5...2,5 мм. Вспомогательная траверса D предупреждает опрокидывание антенны и также, как и основная траверса E, крепится к вертикальной мачте G. Кроме того, траверса D дополнительно укрепляет трубы C и C1.

Труба A с проводами B и F образует активный элемент антенны. При его питании в центре трубы A антенна будет иметь горизонтальную поляризацию, поэтому вертикальная труба C не будет влиять на характеристики антенны и ее можно не изолировать от проводов B и F в точке в.

Сказанное выше полностью относится и к пассивному элементу. Если, однако, нет твердой уверенности в симметричности токов в элементах антенны, то в точках в и в' следует поставить изоляторы.

Антенна может быть выполнена и как трехдиапазонная. В этом случае элементы более высокочастотных диапазонов изготавливают из провода диаметром 1,5...2 мм и растягивают с помощью капронового шнура внутри элементов для диапазона 20 м рис.7.107.

Оптимальная длина траверсы для трехдиапазонной антенны — 2100 м что составляет примерно 0,1λ. Для 20-метрового, 0,15λ для 15-метрового и 0,2λ для 10-метрового диапазона. При этом пассивный элемент на 20-метровом диапазоне выгодно использовать как директор, а на остальных как рефлекторы. Тогда коэффициенты усиления и отношения излучения вперед-назад получаются примерно одинаковыми для всех трех диапазонов, хотя в этом случае максимум диаграммы направленности на диапазоне 20 м будет повернут на 180 град. По отношению к диапазонам 15 и 10 м.

Размеры антенны для диапазонов 20, 15 и 10 м приведены в табл. 7.12.

ТАБЛИЦА 7.12

Диапазон	размеры узлов антенны, м			
	A, B. F	C	A' , B'. F'	C'
20	7,2	6,2	6, 75	5,9
15	4,77	4,2	5	4,3
10	3,6	3,1	3,7	3,2

Следует иметь ввиду, что соотношения между размерами трубы A (A') и проводов B(B') и F (F') можно изменять в достаточно широких пределах при сохранении неизменным периметра элемента. В этом случае естественно будут изменяться и размеры трубы B(B'). Однако выбранная форма элемента — равносторонний треугольник — близка к оптимальной и должна обеспечивать максимальный коэффициент усиления.

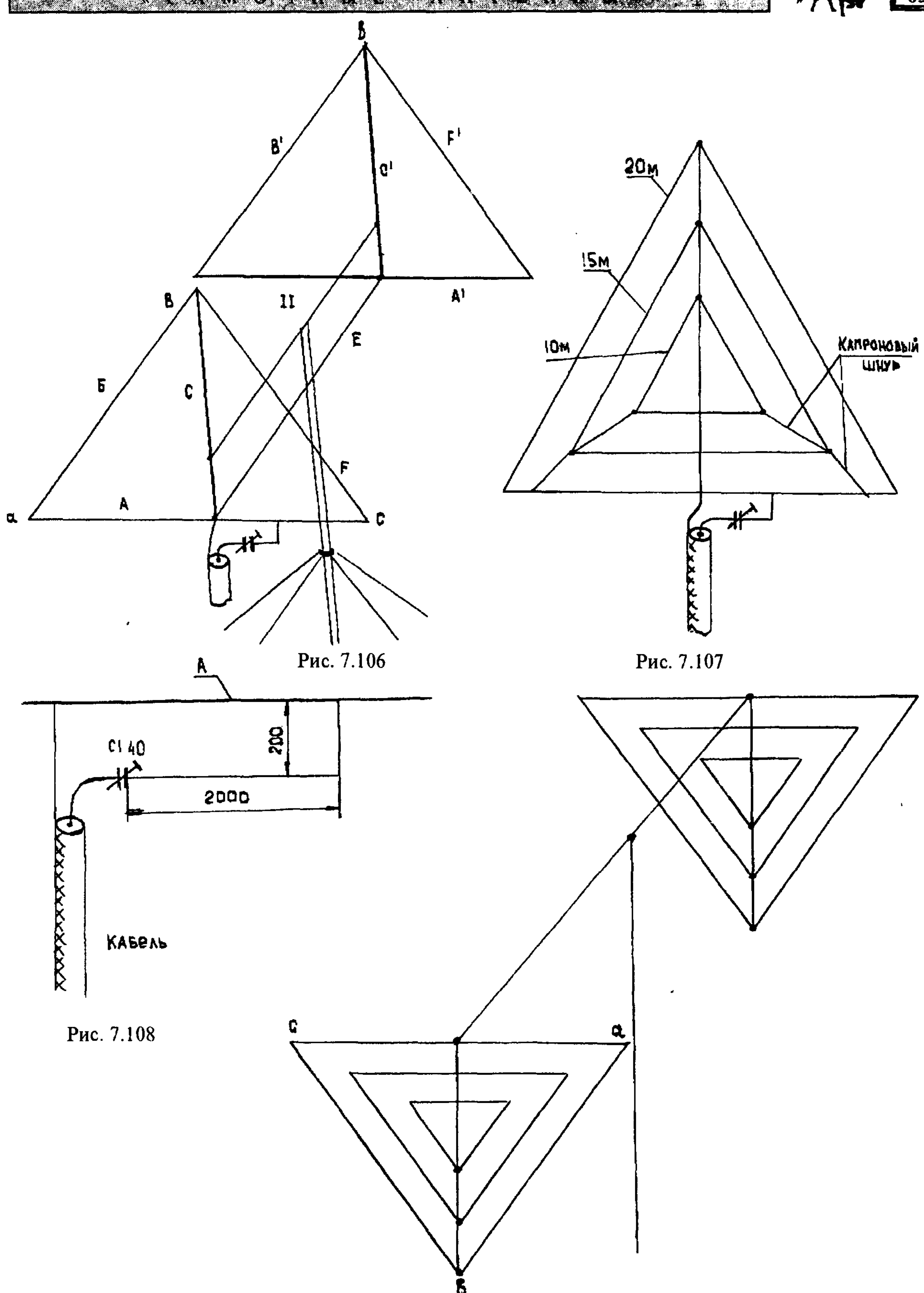


Рис. 7.106

Рис. 7.107

Рис. 7.108

Рис. 7.109

Питание рамки диапазона 20 м осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом через Г-согласующее устройство рис. 7.108. Максимальная емкость конденсатора С1 — 40 пФ., диаметр трубки согласующего устройства — 10 мм.

Активные элементы диапазонов 15 и 10 м питаются по отдельным коаксиальным кабелям с волновым сопротивлением 75 Ом через симметрирующие трансформаторы на ферритовых кольцах. Коэффициент трансформации 1:1.

Настройку антенны удобно осуществлять в перевернутом положении рис. 7.109. Такое положение может быть и рабочим, что однако уменьшает высоту антенны. Кроме того, позволяется прогиб труб А и А', а также возникает проблема установки оттяжек крепления вертикальной мачты G, которые могут цепляться за элементы.

Сначала подстраивают элементы антенны с помощью гетеродинного индикатора резонанса, связывая его с тем или иным элементом вблизи точки в (в'). Длину проволочных частей элементов первоначально берут с небольшим запасом по сравнению с указанной в таблице. Ее уменьшают при настройке, скручивая проводами В (В') и F (F') между собой в точке в и одновременно перемещая место скрутки вдоль трубы С вверх так, чтобы провода слегка провисали (из-за прогиба труб А и А') На этом этапе настройки фидеры должны быть отключены.

После установки резонансных частот (-5% от средней частоты для директора и + 5% для рефлектора) всех элементов антенны подключают фидеры и изменением длины пассивных элементов в небольших пределах настраивают антенну на максимальное подавление заднего лепестка. В качестве источника сигнала используют кварцевый генератор с горизонтально поляризованной антенной, отнесенной на расстояние не менее 80...100 м. Эту процедуру повторяют несколько раз для учета взаимного влияния элементов при изменении их длины.. Далее снимают диаграмму направленности антенны, и, если она удовлетворительна, возвращают антенну в рабочее положение (углом вверх). С помощью измерителя КСВ определяют коэффициент стоячей волны в фидерах во всех диапазонах, подстраивают Г-согласующее устройство.

В описываемой антенна КСВ в пределах 20-метрового-диапазона после настройки не превышал 1,2, а на остальных диапазонах был около 1,5. Остальные параметры были сходы с параметрами антенны «двойной квадрат».

Несколько слов о возможной модификации антенны. Было замечено, что такие параметры антенны, как КСВ и отношение излучения вперед\назад изменяются в пределах 20-метрового диапазона гораздо меньше, если приблизить эффективный диаметр проводов В (В') и F(F') к диаметру трубы А (А')/. Для этого проволочную часть элементов можно выполнить из двух параллельных проводов, разнесенных между собой на расстояние 25...30 мм.

АНТЕННА «ЖЕЛЕЗНАЯ МАСКА» — ТРЕХДИАПАЗОННЫЙ КВАДРАТ

Как правило, любители, решившие изготовить антенну типа «квадрат» долго не могут решить, какой из двух основных конструктивных вариантов им выбрать – укрепить ли рамки на распорках типа «еж»

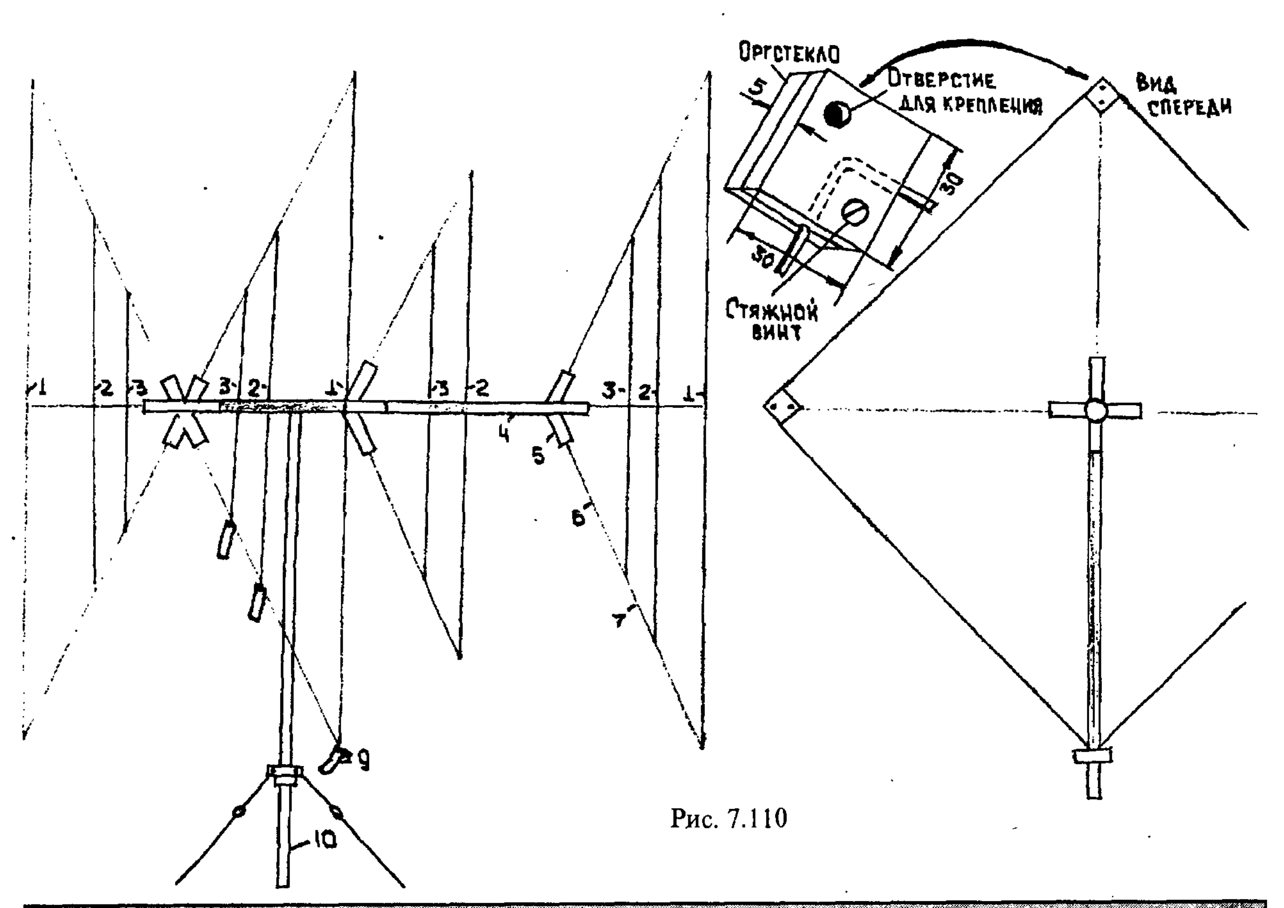


Рис. 7.110



или применить несущую траверсу. И тот и другой вариант имеют преимущества и недостатки, о которых мы не будем здесь говорить в целях экономии места.

Лебедев применил оба варианта сразу. В итоге удалось при минимальной длине несущей траверсы (всего 4,3 м) разместить на ней трехэлементный квадрат для диапазона 14 МГц и четырехэлементные — для диапазонов 21 и 28 МГц.

С помощью этой антенны (которая кстати, как пишет автор, хорошо перенесла пуржливую камчатскую зиму) Лебедев на передатчике мощностью всего 1 вт работал в диапазонах 14 и 21 МГц с HA, LZ, F, G, SM, LU. В 10-метровом же диапазоне, применив радиостанцию Р-108, он телефоном уверенно связался с коротковолновиками европейской части СССР.

Основные размеры антенны показаны на рис. 7.110 и 7.111, размеры сторон рамок даны в табл.7.13

В качестве несущей траверсы применена стальная труба диаметром 70 мм, к которой приварены отрезки тонкостенных труб длиной по 0,5 м, в них вставлены бамбуковые шесты. На этих шестах с помощью изоляторов укреплены рамки. Каждый изолятор состоит из двух пластин органического стекла толщиной по 5 мм с просверленными под углом 90 град.

Рис. 7.111

ТАБЛИЦА 7-13

Диапазон, МГц	Длина стороны вибратора, м	Длина стороны рефлектора, м	Длина стороны директора, м
14	5,35	5,5	5,06
21	3,57	3,68	3,46
28	2,67	2,74	2,52

Друг к другу торцевыми отверстиями. Диаметр отверстий должен быть равен диаметру примененного для рамок провода (в конструкции автора — 1,8 мм).

Положение бамбуковых шестов фиксировано с помощью капроновых растяжек. Пассивные элементы антенны подстраивались с помощью короткозамкнутых шлейфов, включенных в нижние углы рамок. К сожалению Лебедев не привел данных об усилении и КСВ антенны.

АНТЕННА «ОДЕССА» ДВОЙНАЯ ТРЕУГОЛЬНАЯ

Эта антенна работает в диапазоне 3,5 МГц. Коэффициент ее усиления — около 8дБ. Отношение излучения вперед-назад — около 30 дБ. КСВ в середине диапазона — менее 1,1 на краях — около 1,5. Конструкция антенны понятна из рис 7.113. Вибратор из антенного канатика диаметром 5 мм, а рефлектор — из канатика диаметром 1,5 мм. Оттяжки изготовлены из капронового шнура диаметром 3 мм. Питание подано в вершину треугольника кабелем РК-75-9-13.

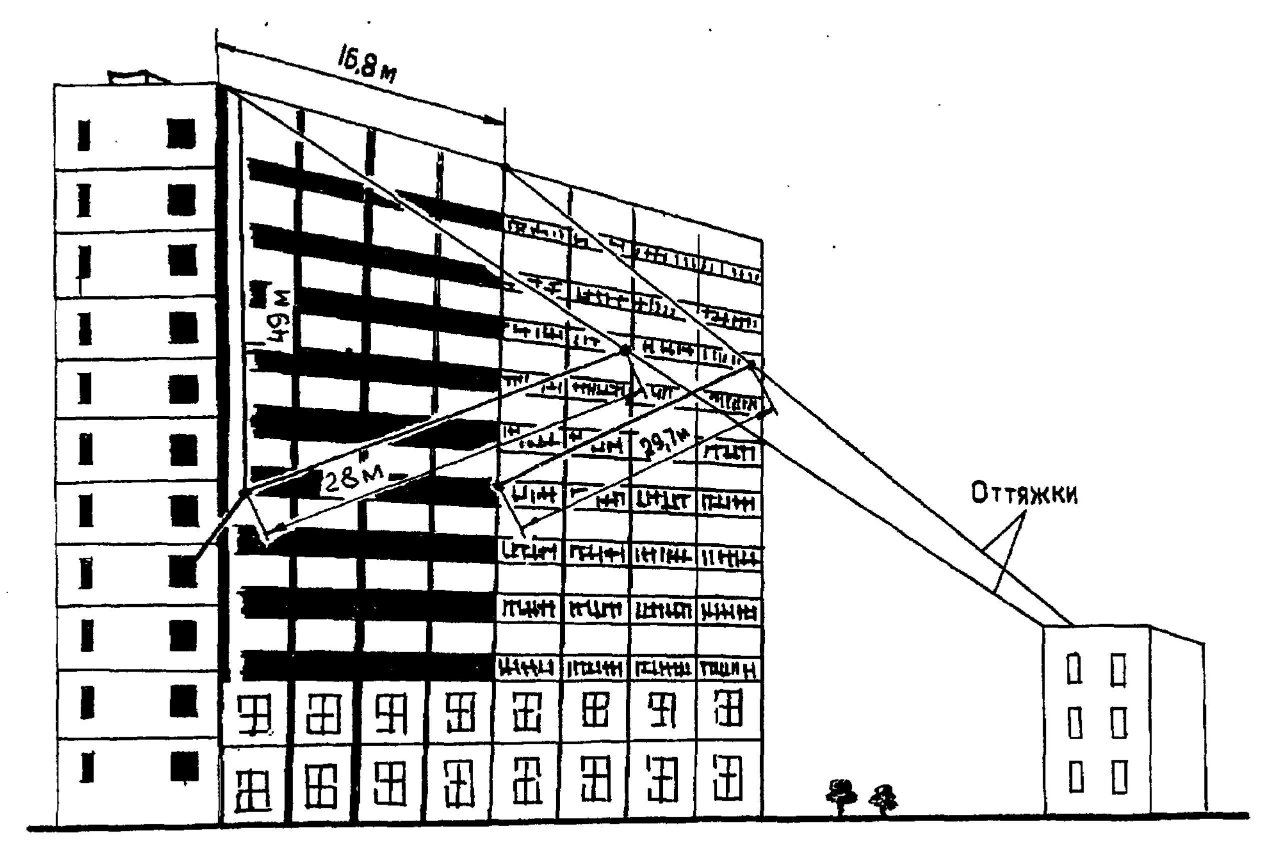


Рис. 7.112

АНТЕННА «ШОРОХИ КАМЫША» — ОДНОДИАПАЗОННЫЙ ВАРИАНТ АНТЕННЫ НА 40 М

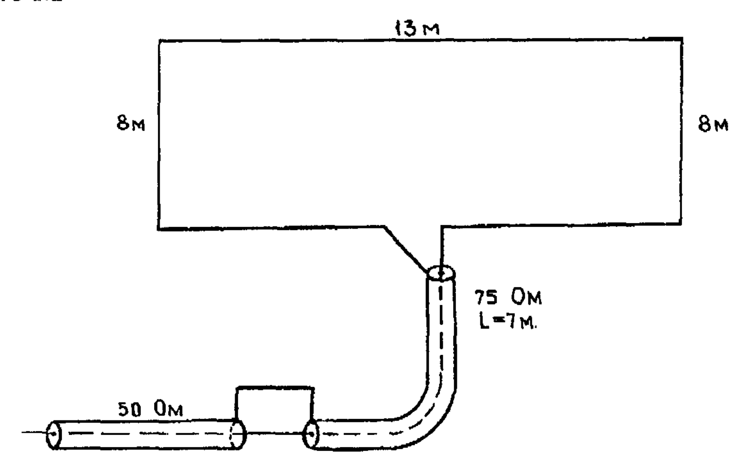


Рис. 7.115. Однодиапазонная антенна на 40 м

АНТЕННА «БАЙДАРСКИЕ ВОРОТА» — МАЛОГАБАРИТНЫЙ ДВОЙНОЙ КВАДРАТ

Уменьшение размеров направленных антенн, особенно на низкочастотных диапазонах — проблема, которая постоянно волнует коротковолновиков. Американский радиолюбитель W7WKB провел испытания двух вариантов малогабаритного «двойного квадрата», предназначенного для работы в диапазоне 40 м.

Оба варианта антенны имеют в центре рамки конденсатор (сосредоточенная или распределенная емкость), с помощью которого производится настройка антенны. Отсюда и ее английское название C-T quad — квадрат с настройкой конденсатором. Конфигурация активной рамки антенны для обоих случаев приведена на рисунках. При настройке сосредоточенной емкостью рис.7.116 размеры рамки можно уменьшить примерно в 1,6...1,7 раза по отношению к полноразмерной антенне. Максимальная емкость конденсатора должна быть около 25 пФ. Настройка этого варнанта антенны C-Tquad проста, но при ее изготовлении могут возникнуть трудности с созданием переменного конденсатора, рассчитанного на большие рабочие напряжения, имеющего малы потери и предназначенного для работы в условиях атмосферных осадков.

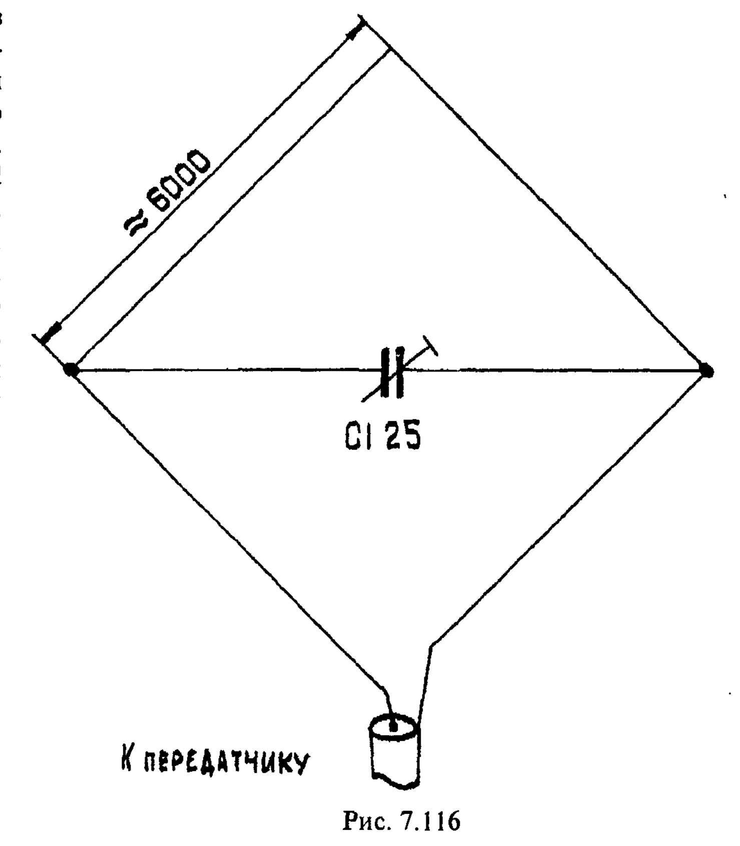


Рис. 7.116

Второй вариант антенны рис. 7.117 конструктивно заметно проще. Рекомендуемое автором уменьшение размеров рамок — примерно в 1,4 раза Настройку антенны осуществляют укорачиванием проводников А и А' Для этого первоначально их длины берут на 30...40 см больше указанной на рис. 7.117.

При питании без дополнительных согласующих элементов коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом полоса пропускания антенны по уровню КСВ < 2 была около 50 кГц. Отношение излучений вперед-назад достигало 30 дБ.



По сравнению с полноразмерной антенной Цеппелин C-Tquad давал при ДХ-связях выигрыш, по крайней мере на одну единицу шкалы S (высота установки обоих антенн — около 13 м)

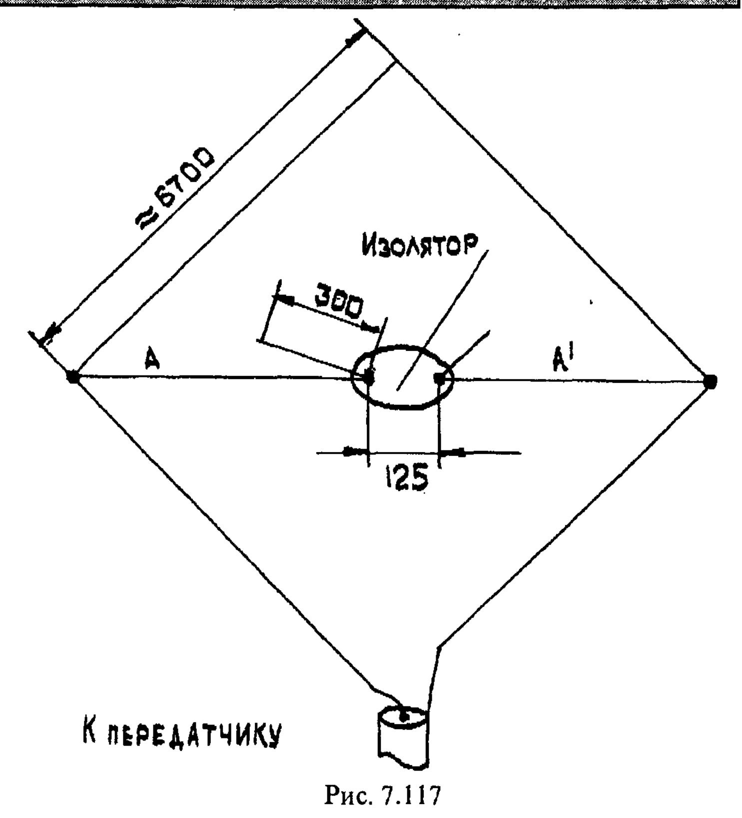


Рис. 7.117

КОМПАКТНАЯ КВ-АНТЕННА «ОСЕНЬ»

Малогабаритные рамочные антенны (периметр рамки значительно меньше длины волны) используют в КВ диапазонах в основном лишь как приемные. Между тем при соответствующем конструктивном исполнении их можно с успехом применять на любительских радиостанциях и в качестве передающих.

Такая антенна имеет ряд важных достоинств. Во-первых ее добротность составляет по крайней мере 200, что позволяет заметно уменьшить помехи от станций, работающих на соседних частотах, Небольшая полоса пропускания антенны, естественно, обуславливает необходимость ее подстройки даже в пределах одного любительского диапазона. Во-вторых, малогабаритная антенна может работать в широком диапазоне частот (перекрытие по частоте достигает 10) И, наконец, она имеет два глубоких минимума при малых углах излучения (диаграмма направленности — «восьмерки») Это позволяет вращением рамки (что трудно сделать при ее небольших габаритах) эффективно подавлять помехи, поступающие с конкретных направлений.

Антенна представляет собой рамку (один виток, которую настраивают на рабочую частоту конденсатором переменной емкости КПЕ (рис. 7.118).. Форма витка не принципиальная и может быть любой, но из конструктивных соображений, как правило, используют рамки в виде квадрата. Диапазон рабочих частот антенны зависит от размеров рамки. Минимальная рабочая длина волны равна приблизительно 4L (L — периметр рамки). Перекрытие по частоте определяется отношением

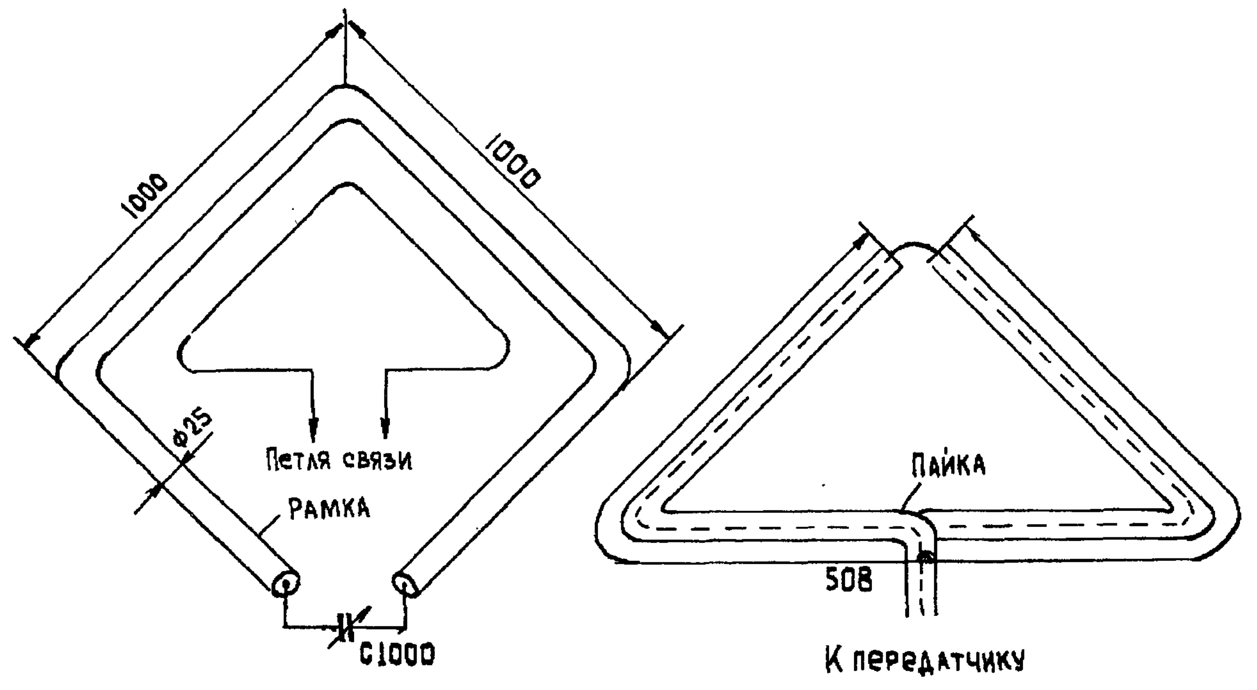


Рис. 7.118

максимального и минимального значения емкости КПЕ. При использовании обычных конденсаторов перекрытие по частоте у рамочных антенн — примерно 4, с вакуумными конденсаторами — до 10.

При выходной мощности передатчика 100 Вт токи в рамке достигают десятков ампер, поэтому для получения приемлемых значений коэффициента полезного действия необходимо изготавливать из медных или латунных труб достаточно большого диаметра (примерно 25 мм). Соединения на витках должны обеспечивать надежный электрический контакт, исключающий возможность ухудшения его из-за появления пленки окислов или ржавчины. Лучше всего все соединения пропаять.

АНТЕННА «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ФРОНТ»

Антенное устройство представляет собой передаточное звено между свободным пространством и радиотехнической системой, поэтому эффективность работы в эфире непосредственно связана с применяемым типом антенн.

Весь применяемый радиолюбителями арсенал антенн можно условно поделить на две большие группы. К первой относятся семейство полуволновых вибраторов, антенны в виде длинного провода и рамочные антенны. Эти антенны занимают мало места, дешевы и легки в повторении, но имеют существенный недостаток — малый КНД. Ко второй группе относятся высокоэффективные остронаправленные антенны типа «волновой канал», «двойной квадрат» и т.д. Эффективность этих антенн очевидна, но при этом и они не свободны от недостатков. Существенных из них два. Во-первых, они нуждаются в санировании. А для сканирования необходим поворотный механизм, при этом несущая траверса антенны имеет единственное крепление за ось повторного редуктора. Система получается ненадежной, имеет высокую стоимость и не каждый может ее повторить. Во-вторых они наиболее эффективны при проведении дальних связей. А в современных соревнованиях необходима антенна, одинаково хорошо работающая как с дальними корреспондентами, так и с теми, которые находятся в «мертвой зоне», особенно на высокочастотных диапазонах. При этом, например, антенну «двойной квадрат» необходимо повернуть так, чтобы главный лепе́сток ДН был направлен вертикально вверх или под большим углом к горизонту. Практически для антенны «двойной квадрат» в коротковолновом диапазоне сделать механическое сканирование по азимуту и углу места невозможно. Обобщить сказанное выше можно вопросом: « Какая же антенна нужна радиолюбителю « «Идеальной» представляется антенна, сканирующая по азимуту и углу места, при этом оставаясь неподвижной. Такой класс антенн, которые осуществляют сканирование по заданному закону, при этом оставаясь неподвижными, называют «фазированными антенными решетками», сокращенно ФАР.

Одна из таких антенн предлагается вниманию читателей. Но, к сожалению, и она не свободна от недостатков. Существенным из них является расширение лепестка ДН в два раза при углах 45 град., 135 град., 225 град., 315 град. Но зато при этом она имеет максимальный КНД 8. Второй недостаток — это сложность питания. Предлагаемая ФАР имеет следующие характеристики:

Диапазон частот — 14,0 14,350 МГц,

Сканирование по азимуту — дискретное с шагом 45 град. В пределах 0 град — 180 гад.

Сканирование по углу места — дискретное с шагом 45 град. В пределах 0 — 90 град.

Коэффициент направленного действия:

Минимальный — 6,6
Максимальный — 8,0

Время сканирования 1 мС

Ширина ДН по уровню 0,5

Минимальная — 40 град.
Максимальная — 80 град.

Излучающим элементом ФАР является полуволновый вибратор.

2. Для того, чтобы уяснить принцип действия ФАР, обратимся к рис.7.121а. Пусть излучатель 2 питается с опережающей фазой 90 град. Тогда в любой момент времени фаза поля второго излучателя у его поверхности больше фазы поля первого излучателя у поверхности первого излучателя на 90 град. Пока поле первого излучателя пройдет расстояние d, равное четверти длины волны от первого излучателя до второго, фаза поля второго излучателя у его поверхности увеличится еще на 90 град., т.к. время прохождения отрезков пути длиной в четверть волны равно четверти периода колебаний.

Полная разность фаз полей рассматриваемых излучателей у второго излучателя будет равна 180 град.

Таким образом, в направлении второго излучателя должны распространяться два равных по величине, но противоположных по фазе поля. Очевидно, что суммарная напряженность электромагнитной волны в этом направлении будет равна нулю. Поля распространяющиеся в противоположном направлении, т.е. по оси X складываются. Точно так же происходит сложение полей второго этажа решетки. Повернув рассмотренные ранее вибраторы относительно оси Z на 90 град., получим работу вибраторов:

Рис. 7.120

Рис. 7.121

Рис. 7.122

1', 2', 3', 4'. Совершенно аналогичны рассуждения при рассмотрении процесса сканирования ФАР по углу места.

Схематично Фар *ИЗОБРАЖЕНА НА РИС. 7.121, ГДЕ* WE — питающая фаза вибратора, а индексы при DT — его порядковый номер и принадлежность к плоскости.

На рис. 7.120 показан упрощенный вариант двухдиапазонной ФАР, сканирующей по азимуту.

На рис.7.122 изображены ДН при сканировании по азимуту и по углу места F.

3. Рассмотрим схему питания ФАР. Этот вопрос является пожалуй, самым сложным и насколько удачно его решит радиолюбитель, настолько ближе будут рассчетные характеристики к реальным. Самым оптимальным является способ питания в режиме «бегущей волны», когда входное сопротивление антенны равно волновому сопротивлению фидера. Рассмотрим схему питания, которая в теории ФАР называется «елочкой». Схематично она изображена на рис. 7.123. В качестве делителей мощности применяются стандартные коаксиальные тройники типа СР-75-93Ф.

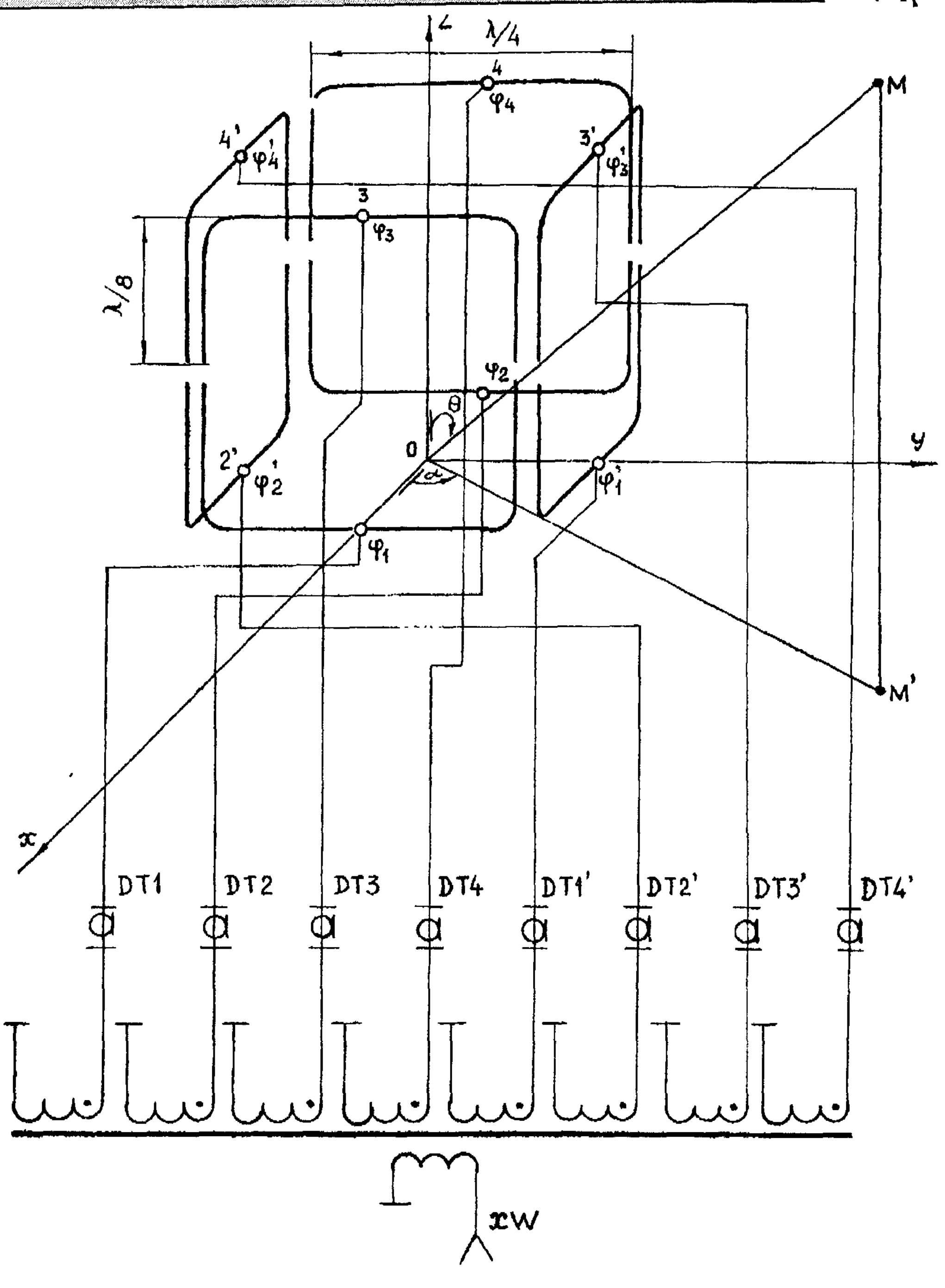


Рис. 7.123

Как известно, деление мощности в тройнике зависит от качества изготовления последнего, поэтому самодельные делители мощности нужно применять с большой осторожностью. Сложность такой схемы питания заключается в том, что при сканировании изменяется входное сопротивление вибраторов, а следовательно, и согласование их с фидером. Чтобы КБВ в линии менялся незначительно, необходимо применение корректирующих элементов (индуктивностей или емкостей), которые включаются с помощью реле и находятся непосредственно около точек питания вибратороа. Данный способ требует от радиолюбителя соответствующей теоретической и практической подготовки, поэтому с некоторым ухудшением электрических характеристик можно использовать другой способ питания в режиме стоячей волны, при этом используется свойство длинной линии, кратной целому числу полуволн, трансформировать сопротивление 1:1. При этом способе питания все вибраторы соединяются с фазовращателем полуволновыми отрезками. Выходы всех фазовращателей идут на ВЧ трансформатор, первичная обмотка которого соединена с питающим фидером, длина которого также

Кратна целому числу полуволн. Трансформатор выполнен на трех сложенных вместе кольцевых магнитопроводах из феррита М100НН (типоразмер Е160 x 30 x 30) и содержит 9 обмоток по 10 витков.

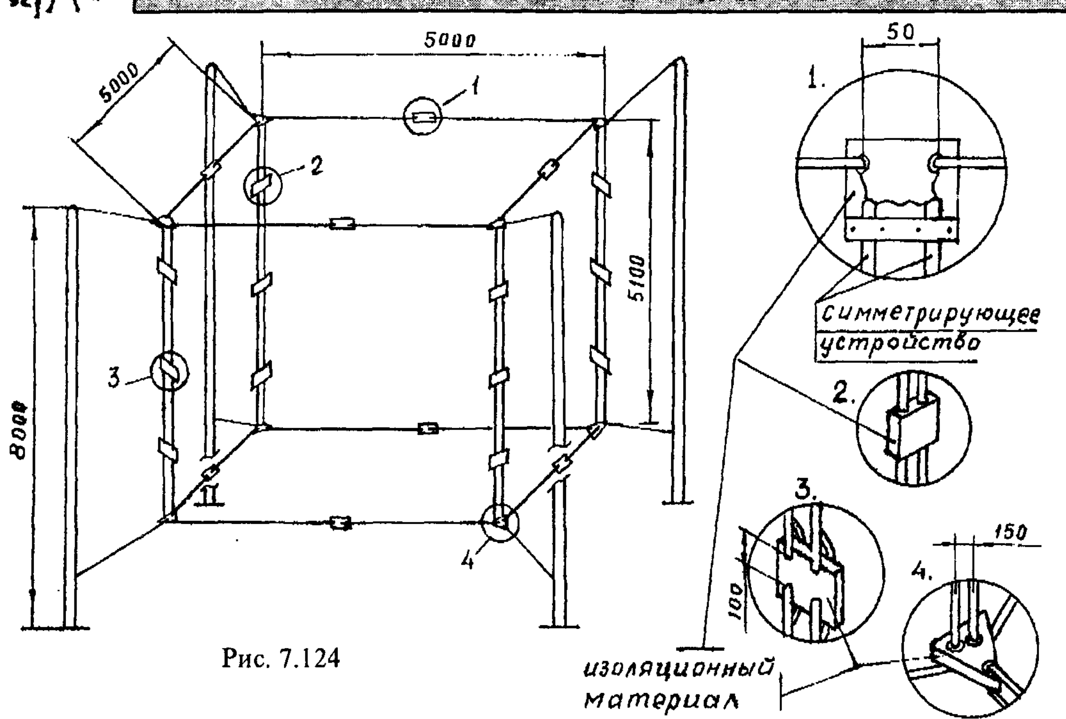


Рис. 7.124

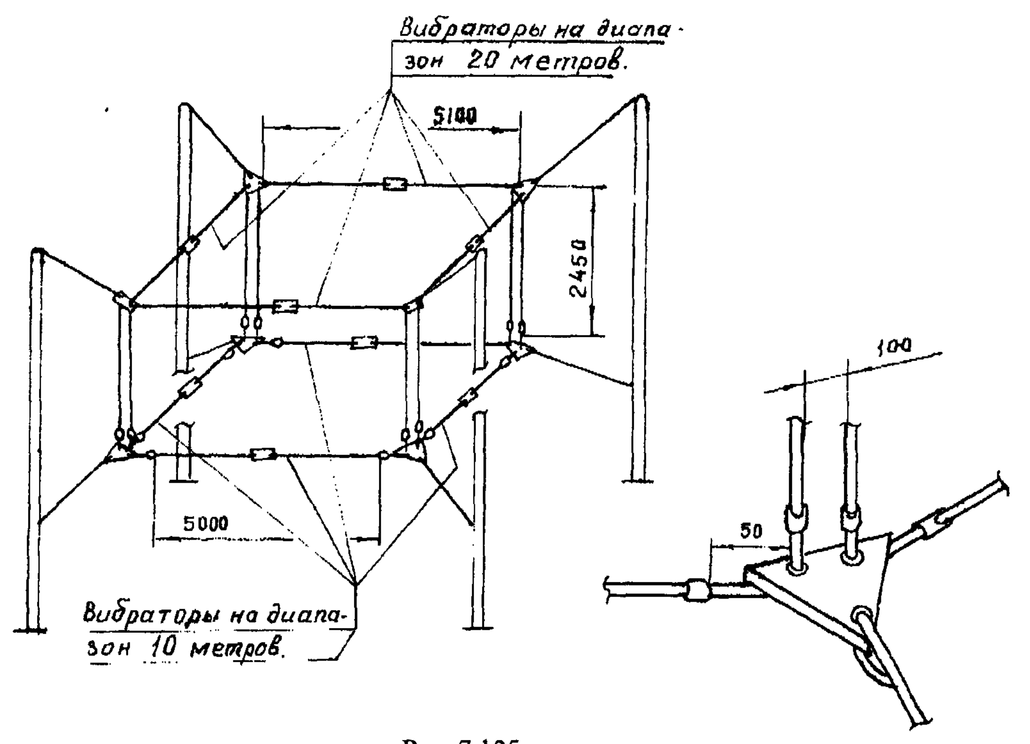


Рис. 7.125

Намотку ведут сразу девятью плотно скрученными между собой жгутами, каждый из которых состоит из десяти проводов ПЭЛШО 0,7. При этом дискрете сканирования Будет меняться входное сопротивление вибраторов, а следовательно, и входное сопротивление ФАР. Полуволновыми отрезками (конечно, имеется ввиду электрическая длина) сопротивленне будет трансформироваься ко входу фидера в отношении 1:1, где расстройку можно компенсировать подстройку оконечного каскада передатчика. Здесь также необходимо ввести коррекцию, но большие трудности для радиолюбителя это не составит. В некоторых случаях может получиться так, что входное сопротивление ФАР будет иметь очень малую величину, и оконечный каскад передатчика не обеспечит согласования, тогда можно использовать свойство четвертьволновой линии. Симметрирование является обязательным, но в данной статье не рассматривается, т.к. достаточно подробно описано. Высота установки ФАР должна быть максимальной. Практическая конструкция ФАР показана на рис.7.124.



4. Конструкция ФАР может быть смой разнообразной. При конструировании антенны следует обратить внимание на следующее:

а) тщательно изолировать отрезки соседних вибраторов, находящихся в непосредственной близости

б) фидеры, питающие верхний этаж ФАР, должны быть по возможности перпендикулярны оси вибратора, и, чтобы уменьшить их излучение , необходимо на расстоянии от вибратора в одну восьмую волны кабелем сделать несколько витков на ферритовом кольце 400 НН К 40 х25 х 7,5

в) чтобы те вибраторы, которые выключаются, меньше переизлучатели, на их питающий фидер с расстояния от вибратора в четверть волны следует включить реле, замыкающее центральную жилу и оплетку кабеля. Тогда входное сопротивление четвертьволнового отрезка у вибратора будет весьма велико, и полуволновый вибратор будет меньше влиять на структуру поля ФАР.

Фазовращатель выполнен на отрезках коаксиальных линий. При синфазной запитке всех вибраторов ДН примет вид рис.7.122, при этом КНД7. Такой режим принят как обзорный. Конструтивно фазовращатель выполнен в металлическом корпусе, находящемся у подножки ФАР, Линии задержки находятся внутри корпуса и запаяны непосредственно на контакты реле. В качестве последних желательно применять высокочастотные реле в соответствии с подводимой мощностью.

5. Настройка. Это самая ответственная операция, ст качества которой зависит реализация всех характеристик ФАР. Измерителные приборы необходимы следующие:

1.ГИР

2 Измерительный мост высокочастотный (можно использовать «атенноскоп»)

3.Измеритель напряженности поля

4.КСВ-метр

Настройку необходимо начать с настройки в резонанс вибраторов на одну частоту, равную !!! Фазовращатель настраивают на лабораторном столе. Определив для применяемого типа кабеля коэффициент укорочения, отрезают отрезки электрической длиной 64 град, 26 град, 38 град, которые при соответствующей коммутации дают отрезки линий ,соответствующие задержке фазы 64 град.

!!!!!!= 64 град + 26 град = 90 град.

!!!! = 64 град + 26 град + 38 град. = 128 град.

С помощью осциллографа, по фигурам Лиссажу можно проверить и настроить фазовращатель. Фазу напряжения опорной частоты, подаваемой с генератора, необходимо принять за ноль , а с сопрротивления нагрузки фазовращателя снимается напряжение с измеряемой фазой. Частота напряжения, питающего фазовращателя !!!!!!!!!!! Вход и выход фазовращателя желательно сделать разъемным, что упрощает профилактику и ремонт. После сборки ФАР снимается ДН по азимуту. Если наблюдается большое отклонение максимума ДН (+ 10 град. И более), то фазовращатель нужно подкорректировать. ДН в угломестной плоскости оценивается при работе с корреспондентами. При увеличении угла места «мертвая зона» должна увеличиваться, и при 90 град. Работу ФАР можно сравнить с работой антенны «двойной квадрат».

5. Если данная статья привлекла внимание начинающих коротковолновиков, которые пока не в состоянии построить предложенную конструкцию, им можно предложить упрощенный вариант ФАР, сканирующей только по азимуту. Принципиально данная ФАР изображена на рис.7.120, там же показана ее конструкция. При этом конструкция может быть многодиапазонной. Например, при длине вибраторов в две длины волны в таком же расстоянии между ними ДН приобретает вид гармоникового провода, при этом КНД достигает 11. При длине вибраторов полволны и таком же расстоянии между ними ДН в плоскости ХОУ будет:

6. А) в углах 0 град, 90 град, 180 град, 270 град, как на рисб 4 а,б КНД = 3,28 б

Б0 в углах 45 град, 135 град, 225 град, 315 град, как на рис. 4, КНД=4

Практически она выполнена как квадрат, сторона которого равна длине вибратора соответствующего диапазона.

Все четыре вибратора питаются полуволновыми отрезками кабеля длиной, кратной целому числу полуволн, которые непосредственно идут к фазовращателю, находящемуся около оконечного каскада.

Данная конструкция позволяет радиолюбителю понять и «прочувствовать» работу ФАР, фазовращателя, элементов коррекции и затем перейти к постройке более сложных систем. Настройка данной ФАР заключается в настройке всех четырех вибраторов в резонанс на одну частоту, равную средней выбранного диапазона и фазовращателя. Длина всех четырех фидеров должна быть одинаковой. Симметрирование является также обязательным условием нормальной работы ФАР. Если нет коаксиального кабеля, то в качестве питающего фидера можно использовать самодельную двухпроводную линию с электрической длиной в полволны.

Высота подвеса должна быть максимальной. Этим конструкции ФАР не исчерпаны. На рис.7.125 схематично изображена компактная двухдиапазонная ФАР, сканирующая только по азимуту. Это комбинация упрощенного варианта одой из этажей ФАР рис.7.123.

АНТЕННА ДЛЯ ДХ НА 40 М «СЛАВУТИЧ»

Высота мачты — 11 м, два луча антенны изогнутых как показано на рис. 7.126 и имеют длину 3/4 волны каждая, их концы заземлены.

Антенна требует противовесов. В моем варианте используется 20 противовесов длиной по 20 м, т.к. мачта используется как вертикальный вибратор на диапазон 80м. В случае использования диапазона 40 м можно применить противовесы по 10 м. Rвх = 40 Ом, применяется кабель РК-50. Антенна практически не нуждается в настройке, т.к. очень широкополосна, КСВ < 1,5 в диапазоне от 7 до 7,5 МГц. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости имеет вид восьмерки поперек плоскости антенны, в вертикальной — узкий лепесток прижат к горизонту.

При сравнении с антенной Delta loop с периметром 80 м, оптимизированной для работы в диапазоне 40 м на трассах с VK, PY описываемая антенна давала выигрыш 15 – 20 дБ. При ближних связях менее 1,5 тыс км — проигрывала около 6 дБ.

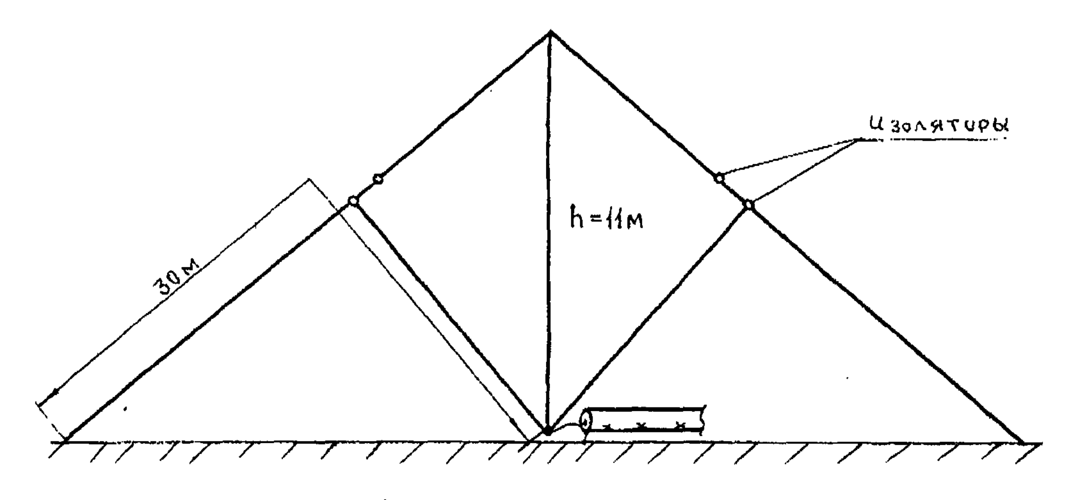


Рис. 7.126

АНТЕННА «ПЕТЛЯ ОРИОНА— МОДЕРНИЗИРОВАННЫЙ ДВОЙНОЙ КВАДРАТ

Переделка дала заметное сужение диаграммы направленности, и следовательно, возросло усиление, несколько уменьшилась парусность. Из рис.7.127 видно, что оба элемента антенны согнуты под определенным углом и все излучающие части антенны при этом параллельны. Угол сгиба в диаметральной плоскости выбирается экспериментально передвижением несущих Б и В по траверсе А до получения наибольшего отношения излучения вперед-назад. На рис.7.128 приведено исполнение аналогичной антенны с использованием конструкции типа ЕЖ.

АНТЕННА «ГОЛГОФА»

Антенна двойной треугольник рис. 7.129 предложена UA1ZAS, имеет более простую и что немаловажно сейчас, более дешевую конструкцию, чем аналогичная клетка G4ZU. Но к сожалению, ни ранее ни в более позднем описании (3) не указаны полностью характеристики антенны.

В таблице 7-14 приводятся полученные экспериментально в диапазоне 144 МГЦ сравнительные данные

ТАБЛИЦА 7-14

	Усиление	Ширина ДН в горизонтальной плоскости по уровню 3 dB
Антенна «клетка»	8,5	65 град
Антенна «двойной треугольник» с размерами рис. 7.130	7,5	80 град



ВИБРАТОР

МАКСИМУМ

РЕФЛЕКТОР

ШЛЕЙФ

МАЧТА

В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Рис. 7.127

ВИБРАТОР

РЕФЛЕКТОР

МАКСИМУМ

ШЛЕЙФ

МАЧТА

РК-75

В ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Рис. 7.128

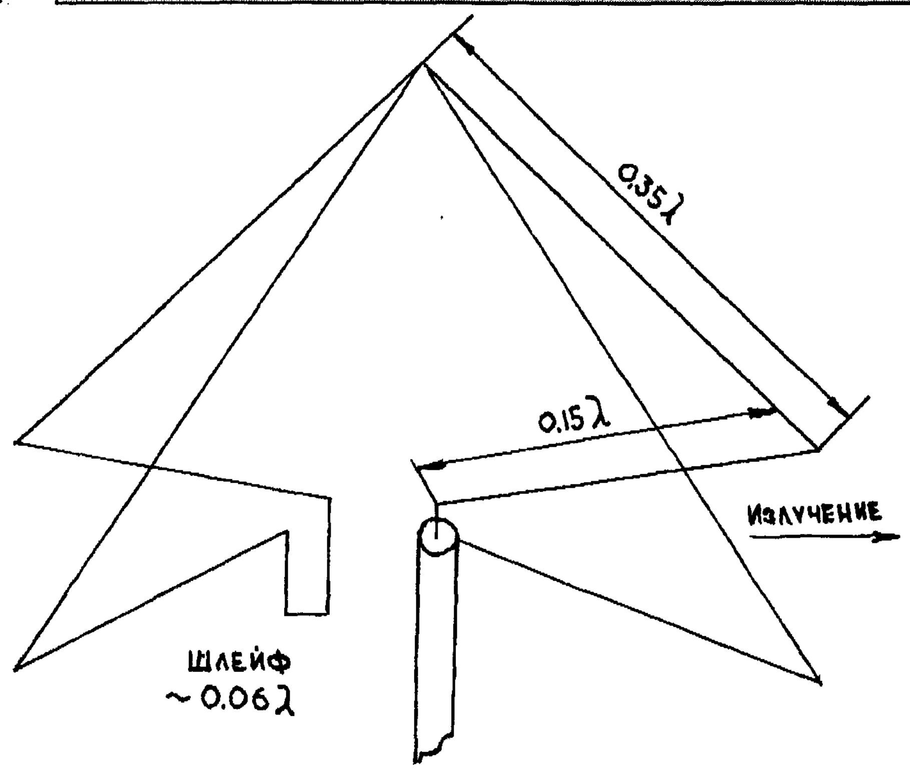


Рис. 7.129

Отношение «фронт-тыл» и «фронт-бок» были одинаковы.

Обе антенны сравнивались на диэлектрической мачте, но вполне допустимо использование и металлической. В верхней точке все провода спаяны между собой, пассивный элемент включен рефлектором. При использовании пассивного элемента директором (3) падает 1 – 1,5 dB усиление. «Двойной треугольник» имеет значительно более широкий лепесток ДН в горизонтальной плоскости, чем «клетка» или классический «двойной квадрат» — 80 град. против 65 град. И, казалось, бы должен иметь ощутимо меньшее усиление. На самом деле усиление «двойного треугольника» меньше всего на 1 DB, что объясняется большей концентрацией излучения в вертикальной плоскости вследствии большей протяженности антенны по вертикали — треть волны против четверти волны.

Широкий лепесток ДН в горизонтальной плоскости делает возможным создание «двойного треугольника» с ДН, переключаемой на 4 положения, аналогично (3), используя пассивный элемент рефлектором. Проигрыш в усилении для четырех худших направлений будет — 3,5 dB. При использовании металлической мачты верхнюю точку соединения антенны лучше изолировать. К изолятору не предъявляется особых требований, т.к. на вершине — узел напряжения. «Двойной квадрат» требует мачту не большую, чем «клетка», (на 14 МГц достаточно 7,5м) ,т.к. у последней мачта должна быть на 1–1,5 м выше элементов антенны для крепления растяжек горизонтальных элементов, а «треугольник» использует всю высоту мачты и сами элементы антенны служат растяжками.

АНТЕННА «ЛЫСОНЯ» МИНИАТЮРНАЯ НАПРАВЛЕННАЯ АНТЕННА НА ДИАПАЗОН 144-146 МГЦ

Авторы этой антенны F6HLZ , FC1MZO считают, что их конструкция произведет революци ю в коротковолновом мире. Авторскую идею охраняет французский патент, но авторы разрешили публикацию.

Представляя четыре версии этой антенны, ограничимся короткими характеристиками и конструктивными особенностями.

ВЕРСИЯ №1. Образуют два равносторонних треугольника с размером стороны 250 мм. Треугольники расположены горизонтально, один над другим, на расстоянии 292 мм. Регулировка этого расстояния ввлияет на величину КСВ, а достигаемое усиление равно 6дБ.

ВЕРСИЯ № 2. Это модернизированная антенна версии №1, к которой добавлен так называемый bat. В этом случае усиление антенны доходит до 8 дБ.

ВЕРСИЯ №3. В антенну версии №2 добавлены два рефлектора. Усиление достигает 12 дБ.

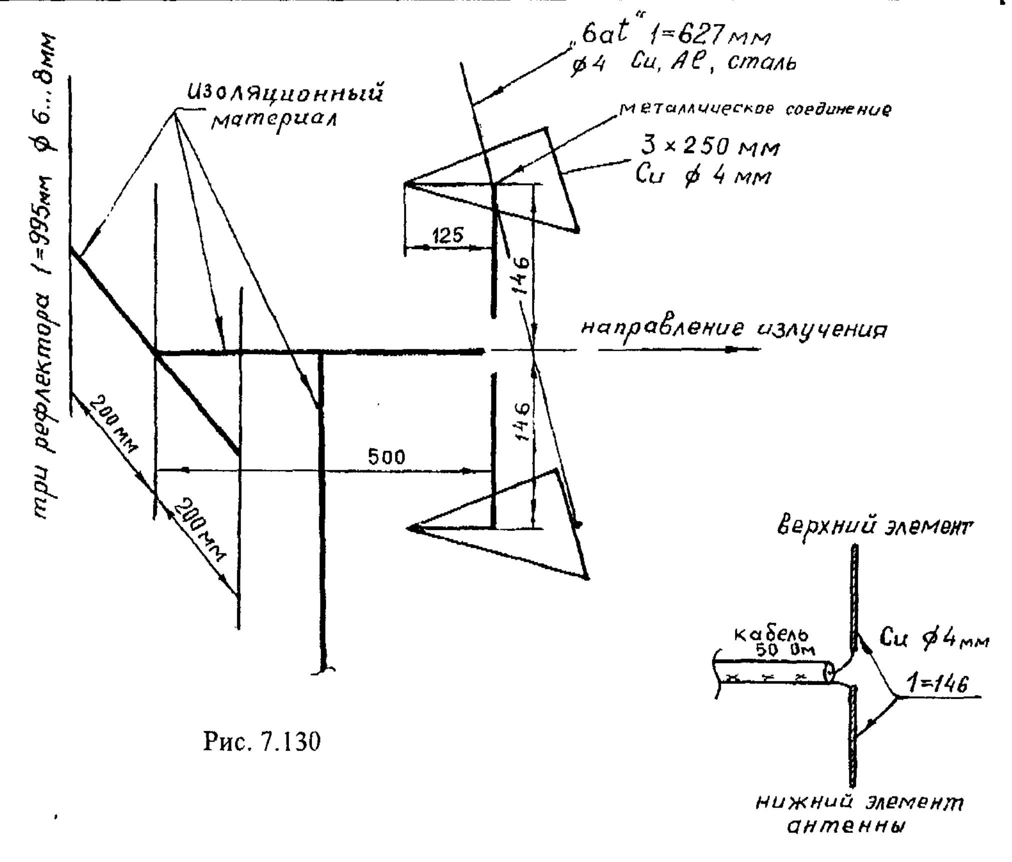


Рис. 7.130

Рис. 7.131

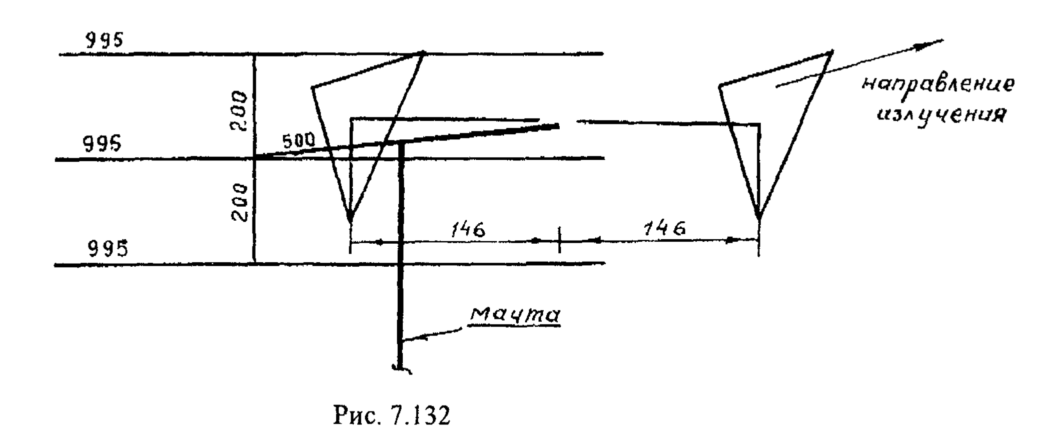


Рис. 7.132

ВЕРСИЯ № 4. В антенну версии № 2 добавлены три рефлектора. В этой версии усиление достигает 18 дБ. Отношение излучения вперед-назад — 20 дБ. Подавление боковых лепестков — 24 дБ.

Другая оценка работоспособности этой антенны была сделана по сравнению показаний S-метра при одинаковом источнике сигнала. При антенне GP-S — 1, когда при антенне F6HLZ 9 версия 1) S=3 (версия 2) S = 4 (версия 3) S =4 , (версия 4) S =5.

На рис.7.130 представлена антенна версии №4. Для горизонтальной поляризации представлена на рис. 7.132. На рис. 7.131 показано подключение кабеля к антенне, показанной на рис.7.130. Питающей кабель — 50 Ом.

«ТАЙНА ТРЕТЬЕЙ ПЛАНЕТЫ», АНТЕННА НА ДИАПАЗОН 28, 21, 14 М МГЦ

Эта антенна представляет собой упрощенный конструктивный вариант популярной у радиолюбителей двухэлементной рамочной антенны, известной под названием двойная Δ. От традиционного варианта данная антенна отличается тем, что верхние углы рамок см. рис. 7.133 сведены вместе и соединены друг с другом. Это можно делать поскольку они находятся под одинаковым «нулевым» высокочастотным потенциалом. В результате такой модификации получилась компактная и, что главное, весьма прочная конструкция. Сведение вместе верхних углов рамок должно привести к

Мачта
Рефлектор
Излучатель
Шлейф
Распорки
Плита
Растяжка
Г-согласующее устройство
С
К передатчику

Рис. 7.133

некоторому ухудшению коэффициента усиления и отношения излучений назад\вперед. Однако практическое сравнение обоих вариантов антенны, проведенное K2GNC, показало, что разница в характеристиках в любительских условиях практически незаметна.

Данные об элементах антенны для любительских диапазонов приведены в табл. 7.15.

ТАБЛИЦА 7-15

Длина диапазона, МГц	Длина рамок, м	Расстояние между рамк. по низу	Длина шлейфа, м	Длина Г-согла-соват., м	Емкость конден.С, ПФ	Длина распор., м
28	10,8	1,37	0,25	0,6	70	1,83
21	14,3	1,83	0,4	0,8	90	2,44
14	21,9	2,74	0,7	1,2	120	3,66

Расстояние между проводниками шлейфа, а также между рамкой и проводником Г-согласующего устройства составляет 2,5 см. Конденсатор Г-согласующего устройства изготавливают из от резка коаксиального кабеля. Его длину с начала надо взять с небольшим запасом и постепенно укорачивать

кабель в процессе настройки. После окончания настройки свободный конец кабеля заливают каким-нибудь герметиком (можно эпоксидной смолой), чтобы исключить попадание влаги.

Диэлектрические распорки крепят U-образными болтами к прямоугольной плите. И то и другое можно изготовить из дерева (плиту из толстой фанеры), но обязательно пропитать каким-нибудь составом который бы исключал проникновение влаги в дерево. Концы распорок стягивают двумя растяжками из рамки антенны, распорки и растяжки образуют весьма прочную пирамидальную конструкцию, которая способна выдерживать значительные ветровые нагрузки.

Интересной особенностью этой антенны является возможность без особого труда повышать ее рабочую частоту. Для этого плиту с распорками вращают вокруг мачты. Тогда верхние чсти проводников рамок, навиваясь на мачту укорачиваются и резонансная частота антенны будет повышаться. Настроив антенну на требуемый участок диапазона, фиксируют винтами или зажимами положение плиты относительно мачты.

«ПРОПАВШАЯ ГРАМОТА» — МАЛОГАБАРИТНАЯ ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА ДИАПАЗОНА 27 МГЦ

Проблема антенн с уменьшенными размерами остается актуальной, особенно для радиолюбителей, живущих в крупных городах.

В результате экспериментов с различными типами укороченных антенн была разработана конструкция, которая является неплохим компромиссом между минимально возможными размерами и КПД антенны.

Антенна рис.7.134. отличается предельной простотой в изготовлении и настройке и занимает очень мало места (высота диполя чуть больше 1,5 м),может устанавливаться на балконе, укрепляться на стене дома.

Антенна может использоваться кроме обычных связей и в системах сигнализации, для связи с дачей.

У автора антенна расположена на 4-м этаже внутри панельного 9-этажного дома и по существу является комнатной. Конструктивно она подвешена в свой верхней точке через изолятор к карнизу над окном.

Антенна представляет собой вертикальный диполь с емкостными нагрузками на концах. Плечи диполя и емкостные нагрузки выполнены из медного провода или прутка диаметром 2,5...5,0 мм. Соединение плеч диполя и емкостных нагрузок выполнено при помощи пайки.

Связь между катушками 1 и 2 — индуктивная. Конструктивно катушка 2 находится в средней части катушки 1. Витки катушки 2 расположены между витками 1. 1 и 2 намотаны на керамическом каркасе диаметром 8 мм. 1 содержит 15 витков провода ПЭЛ-0,8. Шаг намотки катушки 1 — 1 мм. 2 содержит 3 витка провода ПЭЛ-0,8 В качестве С1 применен КПЕ емкостью 12...150 пФ.

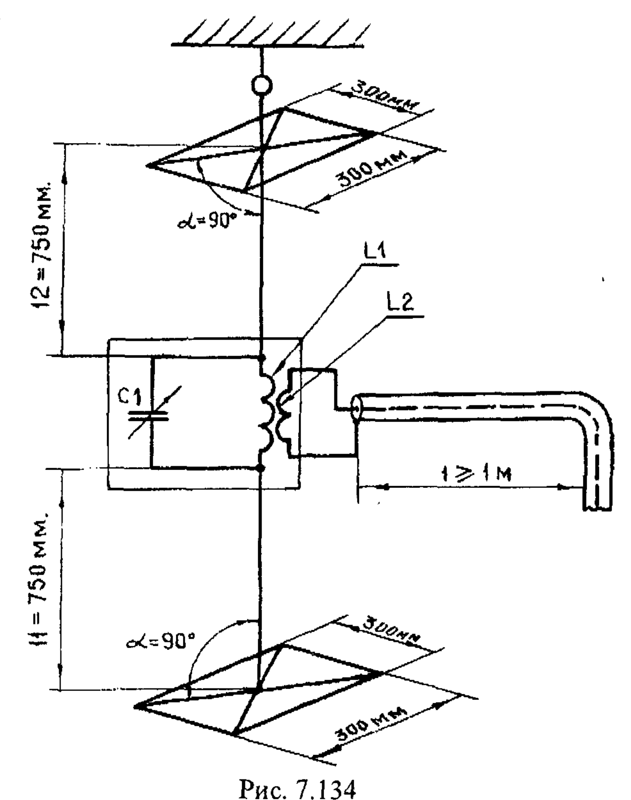


Рис. 7.134

В качестве согласующего устройства меду фидером предлагаемой антенной можно также применить настроенный симметричный контур, описанный в (4), выбрав оптимальное включение фидера в контур и оставив данные катушки 1 и конденсатора С1 без изменений. Коаксиальный кабель может иметь волновое сопротивление 50 или 75 Ом.так как диполь является вертикальным,желательно, чтобы отрезок кабеля, перпендикулярный излучателю, был как можно длиннее. Антенну настраивают на требуемую частоту конденсатора С1 по максимуму показаний индикатора напряженности поля либо по минимуму показаний КСВ-метра.Размеры плеч 11 и 12 диполя были выбраны с тем расчетом, чтобы вся антенна умещалась в проеме окна. Если у радиолюбителя есть возможность увеличить длину плеч 11 и 12, КПД антенны может быть увеличен.

При работе с антенной нужно помнить, что как всякая укороченная антенна, она подвержена влиянию близко расположенных предметов, проводов и т.п. а также достаточно узкополосна.

Результаты испытаний антенны с портативной и автомобильной радиостанцией приведены в табл. 7-16

ТАБЛИЦА 7-16

1. Портативная р\с «информатика» Чувствительность приемника 1 мкВ Р вых = 0,5 Вт	5 –6 км
2. Р\с "Кобра 19 Плюс" Чувствительность приемника 0,5 мкВ. Рвых = 4 Вт.	15 – 20

АНТЕННА «ВЕЛИКИЕ ОЗЕРА»

Первая антенна предложена американским коротковолновиком W9LZX. Без каких-либо коммутаций она работает на всех любительских диапазонах от 10 до 80 м. Антенна представляет собой горизонтальную рамку с периметром 172 м.

Если рамка имеет форму квадрата, то длина каждой стороны должна быть 43 м. Питается антенна коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Через симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 4 :1. При установке антенны на высоте 7 м над землей во всех любительских диапазонах коэффициент стоячей волны не превышал 1,5. В принципе, данная антенна может работать и на диапазоне 160 м, но в этом случае возможно потребуется дополнительный согласующий передатчик.

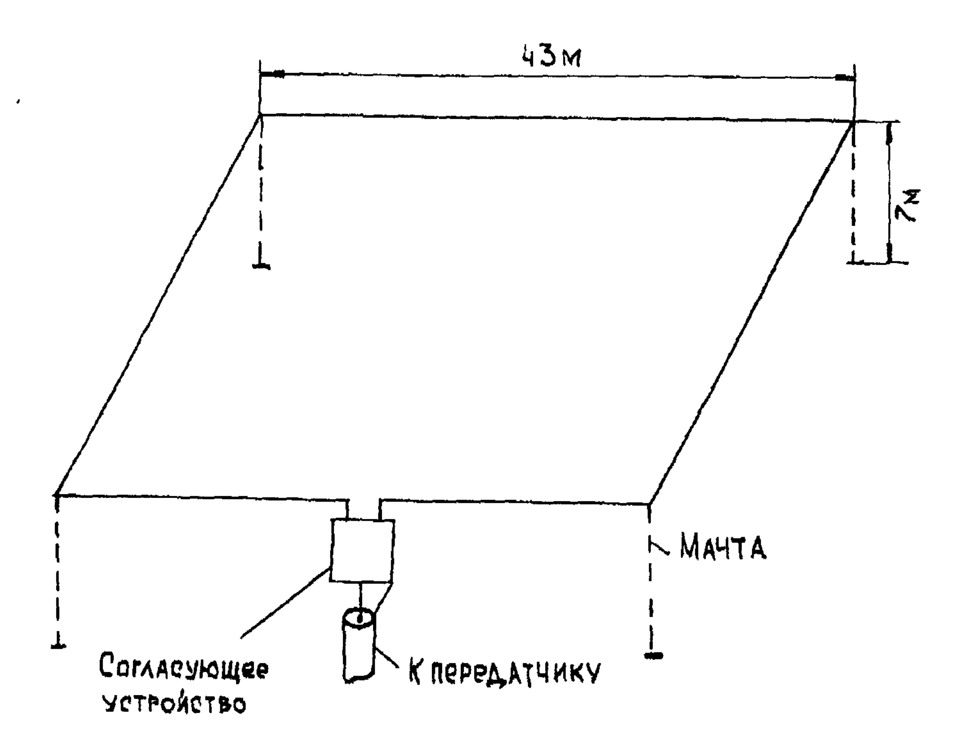


Рис. 7.135

АНТЕННА «ЧЕРТОВ МОСТ»

На рис. 7.136 изображен вариант рамочной антенны и способы крепления этих рамок с помощью гибких распорок и вертикальных мачт. Запитка рамок осуществляется с помощью двухпроводной линии через трансформатор 4:1. Антенна очень эффективна при проведении направленных связей.

АНТЕННА «ДАНИЭЛЬ ДЕФО»

Треугольная антенна принадлежит к тому же семейству, что и квадрат, так как периметр активного вибратора приблизительно равен длине волны. Особенностью этой антенны является то, что все элементы ее конструкции — металлические. Автор антенны советовал питать ее 50-оным коаксиальным кабелем, но для этой цели успешно используют 75-омный кабель. Простейшая треугольная антенна показана на



Рис. 7.136

рис. 7.137. Активный вибратор 1 настраивают с помощью гамма-согласующего устройства, к которому подключен кабель 3. В зависимости от наличия измерительных приборов настройку ведут по минимуму КСВ или по максимальной силе сигнала. Рефлектор 2 для упрощения можно сделать нерегулируемым.

С треугольной антенной много экспериментировали и советуют применять 5-и и 9-элементные варианты. Последний, благодаря малому горизонтальному углу излучения, особенно подходит для проведения дальних связей. Чертеж 5-элементной антенны приведен на рис. 7.138. Здесь 1 — активный вибратор, 2 — рефлектор, 3 –5 — директоры. Так как это — совершенно новая для наших ультракоротковолновиков антенна, приводим некоторые конструктивные данные. Для несущей траверсы больше всего подходит 4-гранная дюралюминиевая труба со стороной квадрата 18 – 20 мм, на ней гораздо удобнее крепить элементы, чем на круглой трубе. Элементы антенны изготовляют из медной проволоки или прутка диаметром 6 мм, горизонтальную сторону – из провода диаметром 3 мм. Размеры элементов (в соответствии с рис. 7.138) таковы:

Треугольная антенна — объект интереса ультракоротковолновиков всего мира. Принимая во внимание положительный опыт работы с ней, можно считать, что она скоро станет одной из самых популярных антенн. Поэтому обращаем внимание желающих экспериментировать на один особый ее тип — двойную треугольную антенну рис. 7.139. Размеры треугольников этой антенны немного больше чем у одинарной,

Рис. 7.137

Рис. 138

Рис.7.139

периметр рефлектора равен 2266, активного вибратора - 2116, директора — 1993 мм. Расстояние между рефлектором и вибратором — 0,2 λ, между вибратором и директором — 0,15. По некоторым данным были получены такие коэффициенты усиления двойной антенны (по сравнению с полуволновым вибратором): один элемент (активный вибратор) — 3-4 дБ, два элемента (вибратор и рефлектор) — 8-9 дБ. Три элемента (рефлектор, вибратор и директор — 10-11 дБ. Кажется, что это перспективный вид антенны и им стоит заняться.

ТАБЛИЦА 7-17

	Длина L1, мм	Длина L2, мм
Рефлектор	750	720
Активный вибратор	610	680
Первый директор	660	670
Второй директор	660	650
Третий директор	660	630

АНТЕННА «ВОСТОК» С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Предлагаемая конструкция, состоящая из антенны G4ZU (без поворотного механизма) и коммутирующего устройства на реле (например, от радиостанции РСБ-5), схематически показана на рис. 7.140. Кабель питания антенны и шлейф рефлектора антенны контактами реле P1 – P4 подключаются к рамкам по схеме, приведенной на рис.7.141, а управляются реле переключателем B1 рис. 7.142.

Конструктивные данные антенны достаточно подробно приведены в литературе (К. Ротхаммель «Антенны», «Массовая радиобиблиотека»), поэтому здесь они не даются.

При повторении антенны следует учесть, что проводники, соединяющие элементы с переключающим устройством, входят в длину рамок. Переключающее устройство заключают в водонепроницаемую

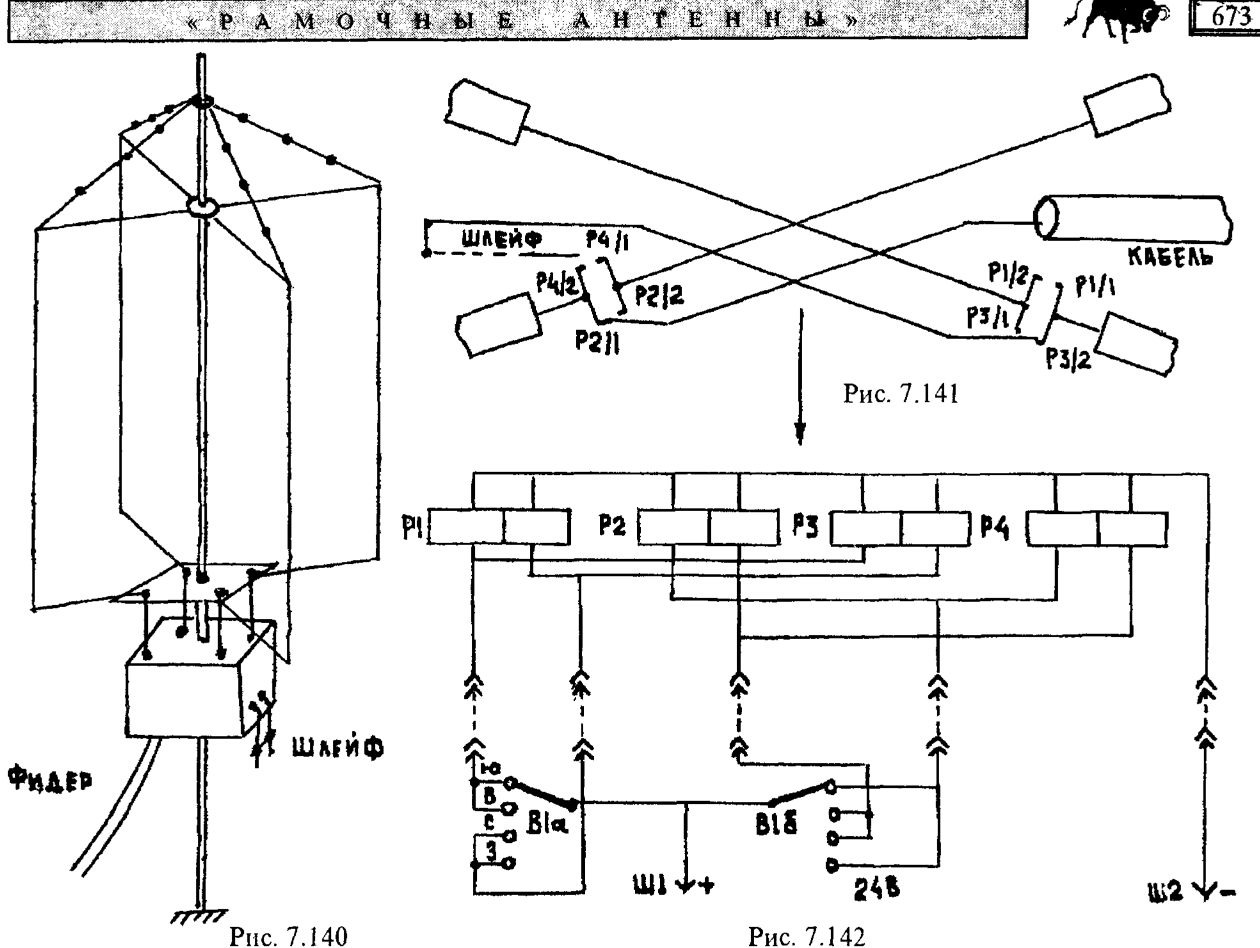


Рис. 7.140

Рис. 7.141

Рис. 7.142

коробку и размещают таким образом, чтобы длина соединительных проводников была для всех рамок одинакова и минимальна.

В верхней точке пересечения горизонтальных проводников квадратов находятся пучности токов и узлы напряжений. Поэтому для упрощения конструкции горизонтальные элементы рамок можно непосредственно соединить с мачтой.

В случае питания антенны несимметричным кабелем диаграмма направленности антенны «косит», о чем не следует забывать при ориентировании антенны во время установки. Избежать искажения диаграммы направленности можно применением симметрирующих устройств.

Настраивают антенну общепринятыми методами в любом из удобных направлений излучения: при переключении характеристики антенны должны сохраняться, так как геометрические размеры всех рамок одинаковы.

АНТЕННА «МАЛЕНЬКИЙ МУК» (ZL MINI - QUAD)

Антенна «ZL MINI QUAD « представляет собой антенну типа двойной квадрат . Она предназначена для работы в диапазоне 20 м. Уменьшение размеров рамок двойного квадрата достигнуто включением в них катушек индуктивности. Общие габариты антенны меньшем, чем у полноразмерного двойного квадрата на диапазон 15 м. Автор проводил сравнение ZL MINI QUAD с диполем и вертикальным излучателем длиной 5\8λ. При проведении постоянных ДХ связей на трассе Новая Зеландия — Великобритания. По многочисленным оценкам ее корреспондентов громкость сигналов при переходе с диполя на новую антенну возрастала сразу на несколько баллов по шкале S, а при переходе с вертикального излучателя длиной 5\8λ (лучшей из вертикальных антенн для ДХ связей) — примерно на 2 балла. Отношение излучения «вперед-назад» у антенны ZL MINI QUAD составляет 18 дБ, т.е. лишь немногим меньше, чем у полноразмерного двойного «квадрата».

Габариты антенны приведены на рис. 7.143. Антенна питается через коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Обе рамки антенны имеют одинаковые размеры. Напряжение питания директора сдвинуто по фазе примерно на 135 град. Оно подается через двухпроводную фазирующую линию с волновым сопротивлением 300 Ом. Для этой цели можно использовать как самодельную линию с воздушной изоляцией, так и ленточный кабель с таким же волновым сопротивлением. В последнем случае уменьшить следует так, чтобы электрически длина линии осталась прежней. Величина этого уменьшения определяется коэффициентом укорочения используемого ленточного кабеля. Ровно посередине между рамками

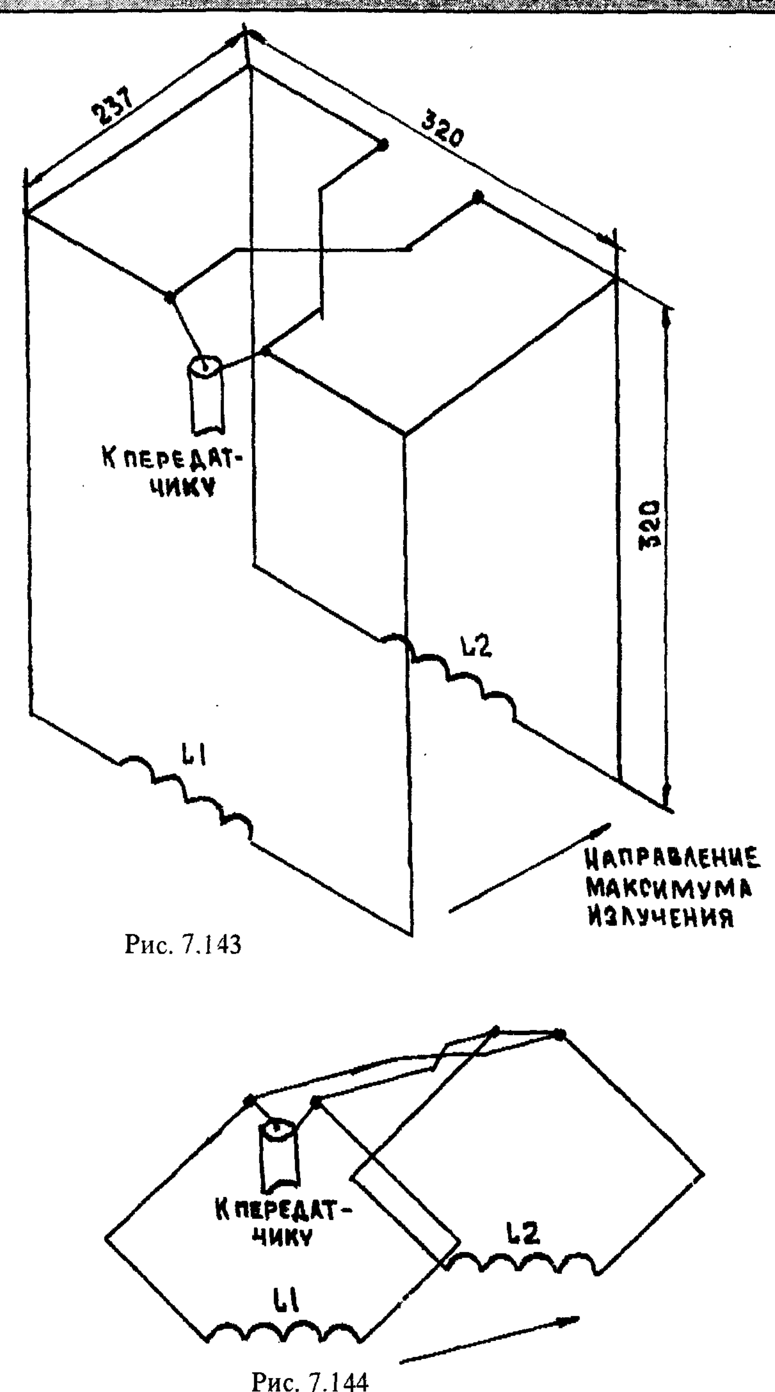


Рис. 7.143

Рис. 7.144

линия перекрещивается. Катушки 1 и 2 наматывают на каркасах из диэлектрика (например полистирола) диаметром 45 мм и содержит соответственно 30 и 25 витков провода. Для закрепления витков на каркасах нарезаны канавки с таким же шагом. Указанное количество витков является ориентировочным. Точное число витков обеих катушек подбирают при настройке антенны. Рамки крепят к несущей траверсе, выполненной из металлической трубы, На концах несущей находятся два фланца, на которых укреплены распорки, поддерживающие проволочные рамки. Автор выбрал верхнее расположение фазирующей двухпроводной линии, поскольку в этом случае она не мешает установке оттяжек для крепления мачты. На рис. 7.144 показан еще один вариант выполнения этой антенны.

Из опытов, проведенных ZL2BDA следует, что при одинаковом удалении катушек индуктивности 1 и 2 от земли второй вариант антенны более эффективен. Однако в этом случае антенна должна быть поднята примерно на 1,5 м выше.

При настройке антенны подбором числа витков устанавливают (с помощью гетеродинного индикатора резонанса) резонансные частоты рамок 14250 кГц — основная рамка, 14050 кГц — директор. По измерениям ZL2BDA КСВ антенны во всем любительском диапазоне не превышает 2, достигая значения 1,1 на частоте 14180 кГц. После окончания настройки антенны для защиты от воздействия влаги катушки закрывают чехлами или покрывают специальными покрытиями. Используя этот же принцип, можно



реализовать ZL MINI-QUAD» на диапазон 40 м с размерами несколько превышающими габариты полноразмерного двойного квадрата на диапазон 20 м.

АНТЕННА «СИВИЙ КАПІТАН» — ТРЕХДИАПАЗОННЫЙ ДВОЙНОЙ КВАДРАТ

Антенна W1HXU [1] представляет собой трехдиапазонный (14,21,28) «двойной квадрат» с вертикальными размерами, уменьшенными вдвое по сравнению с обычным расстоянием между рамками.

Для компенсации уменьшения размеров в вертикальные стороны введены петли, которые имеют перемычки для настройки атенны в резонанс (аналогично шлейфам в обычных «квадратах»). Конструкция вибратора показана на рис. 7.145, рефлектора — на рис. 7.146. В процессе постройки антенны выяснилось, что при использовании даже обычного дерева (естественно, выдержанного) можно отказаться от использования многочисленных изоляторов. При этом значительно снижается вес системы при использовании изоляторов их количество приближается к 80 шт.) Кроме этого, можно также отказаться и от симметрирующих трансформаторов (при этом желательно осуществить питание вибраторов раздельными кабелями, имеющими длину, равную целому числу полуволн каждого диапазона).

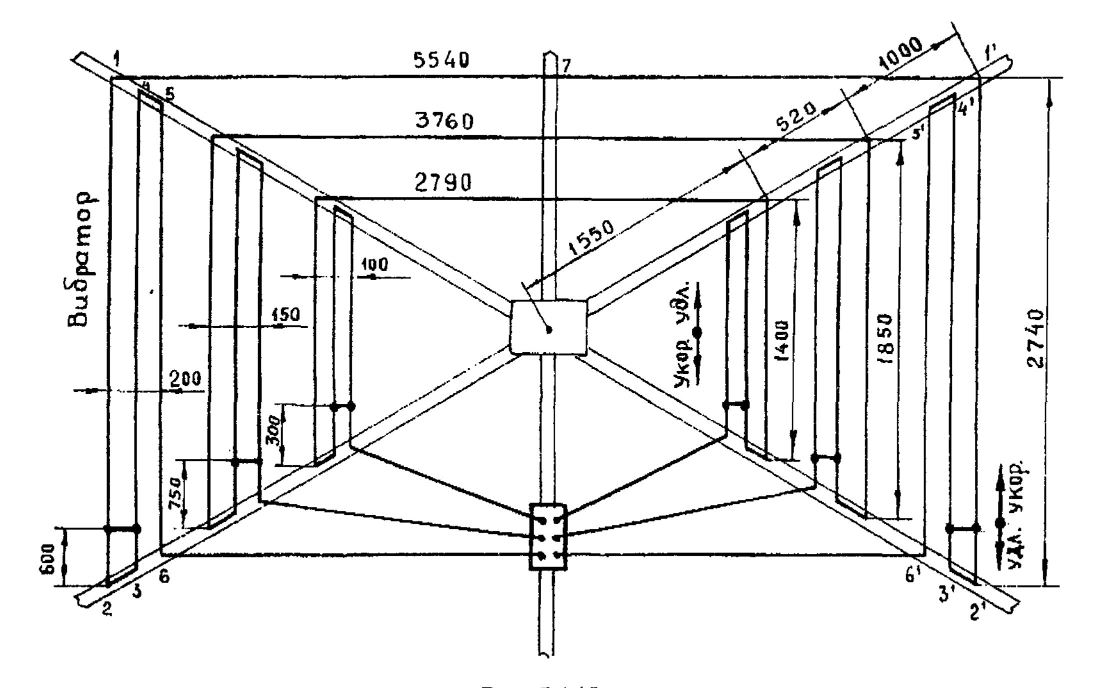


Рис. 7.145

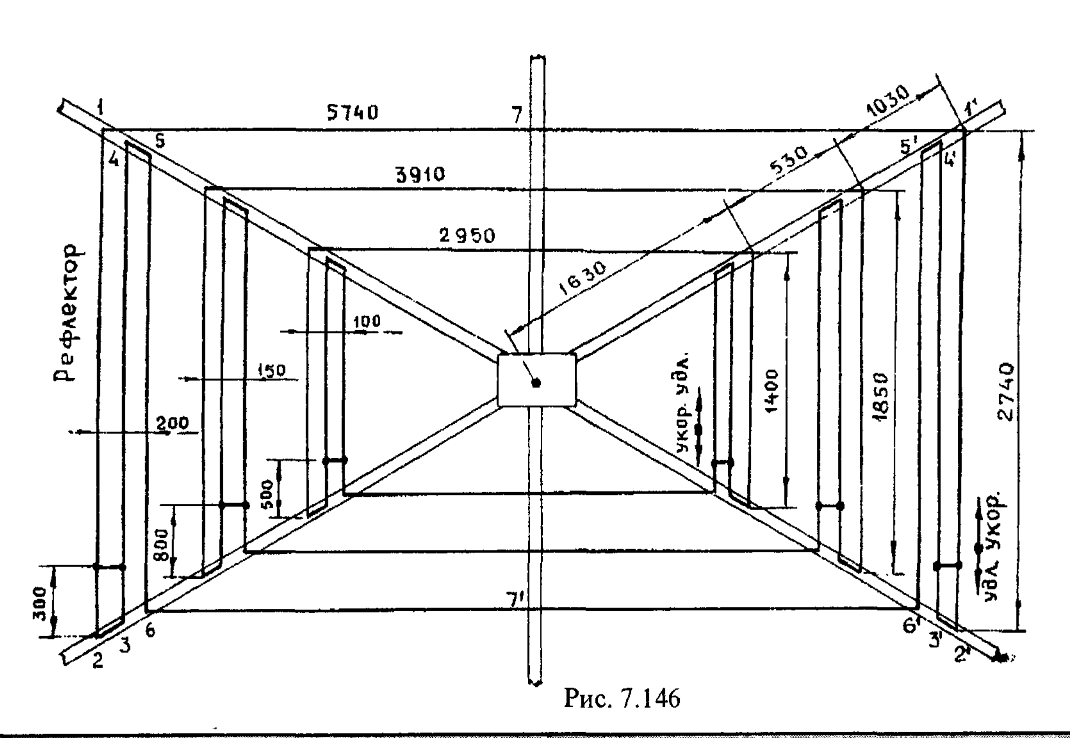


Рис. 7.146

Контрукция антенны:

1. Рамки изготовлены из 2,5 мм канатика, который крепится к распоркам при помощи капронового шнура. Для этого в распорках перпендикулярно плоскости рамок и в соответствии с размерами на чертеже (расстояние между вертикальными проводниками) сверлятся сквозные отверстия диаметром 3,5—4 мм.

2. Заготовки для распорок изготовлены из выдержанного дерева (возможны и другие варианты) — их размеры 30 х 40 х 4000 мм для рефлекторам 30 х 40 х 3120 мм для вибратора. Затем они обрабатываются таким образом, чтобы на дальнем (от траверсы) конце имели диаметр 25 —30 мм (рис. 7.147).

Вертикальные распорки — длиной 2840 мм. Их заготовки —40х50 мм. Обрабатываются аналогично (рис. 7.148), но лишь с одной стороны, т.к. нижняя часть далее будет использоваться для крепления дублирующей траверсы, предотвращающей опрокидывание антенны в вертикальной плоскости. Возможно применение двух таких траверс.

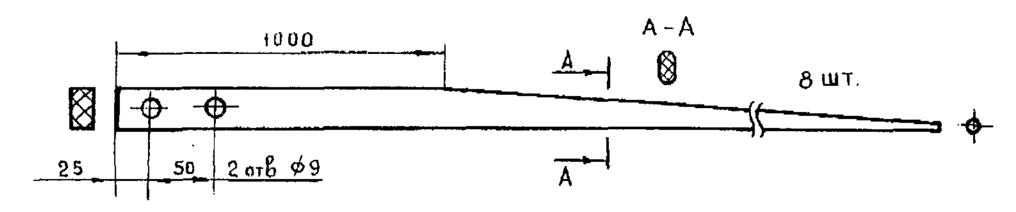


Рис. 7.147

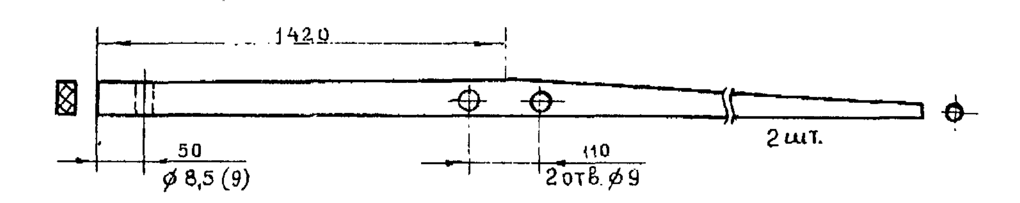


Рис. 7.148

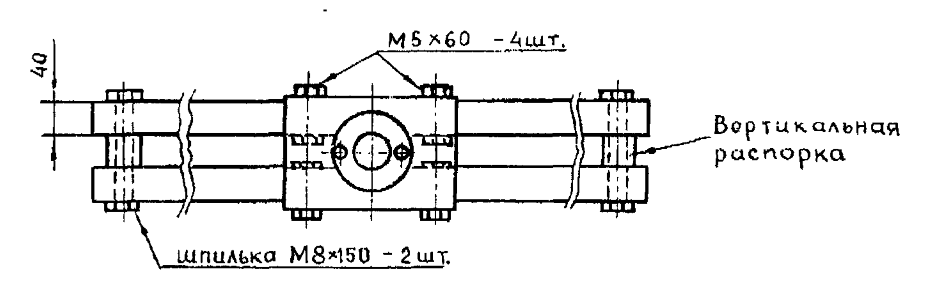


Рис. 7.149

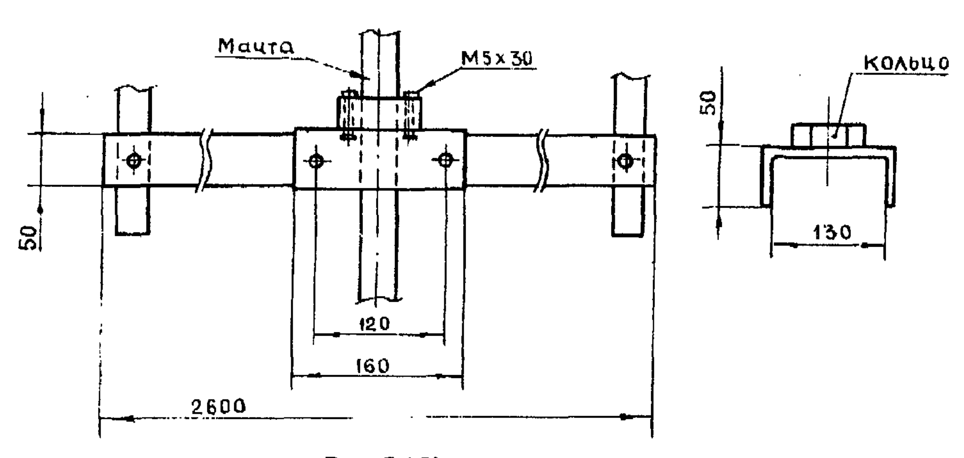


Рис. 7.150

3. Дублирующая траверса — два параллельных бруска 40 х 50 х 2600 мм. Они соединяются между собой в трех местах — на вертикальных распорках и в середине — при помощи П-образной скобы с кольцом, выполняющим роль подшипника (рис. 7.150) для случая, когда поворотное устройство



находится на конце мачты, а сама мачта при этом неподвижна. Кольцо изготовлено из фторопласта, капролона и т.д. Диаметр отверстия в кольце равен диаметру мачты (50 мм), но не больше ширины вертикальной распорки!

4. Распорки крепятся к фланцу (рис. 7.151) с внешней стороны, в центре кото.рого приварен патрубок с внутренним диаметром, равным наружному диаметру траверсы. В патрубке — вертикальное отверстие диаметром 9 мм (под винт М8), при сборке антенны под головку винта устанавливаются ушки (рис. 7.151) для оттяжек, предотвращающих прогиб траверсы под весом рамок.

Расстояние между отверстиями под вертикальные распорки — 110 мм (см. выше).

Угол между верхними и нижними распорками — 126°. Указанные оттяжки проходят с концов траверсы через стойку длиной 600 мм, укрепленную на траверсе. Для ее изготовления нужна стальная труба диаметром 20 — 24 мм и длиной 800 мм. Эта труба распиливается вдоль своей оси на глубину 200 мм и далее разгибается в стороны до угла 180°. Затем в отогнутых частях сверлятся отверстия 9 мм (соответственные отверстия и в траверсе). В верхний конец стойки вставлена пробка, через отверстие в которой 1 и проходят оттяжки. В качестве оттяжек использована оцинкованная 1 проволока диаметром 2,5 мм с изоляторами (2 шт.).

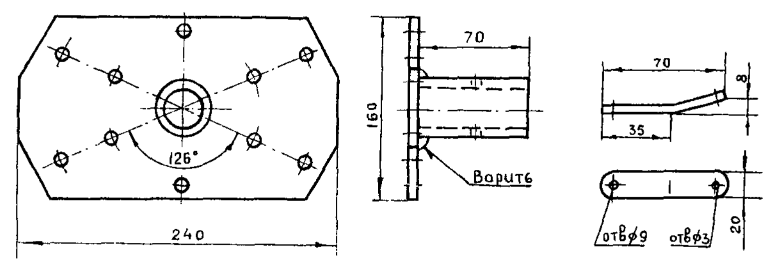
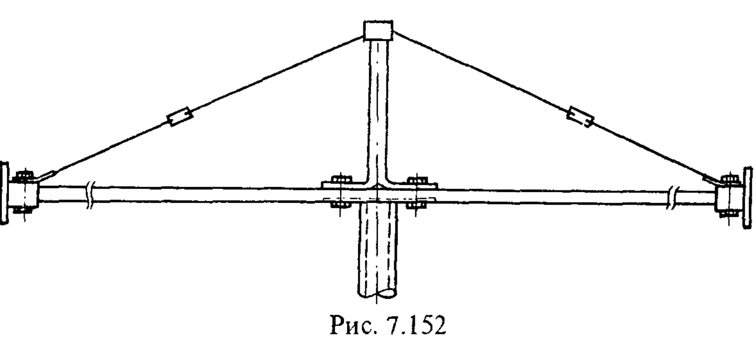


Рис. 7.151

5. Траверса изготовлена из дюралевой трубы диаметром 40 и длиной 2600 мм (толщина стенок в моем варианте — 4 мм). Для увеличения механической прочности траверсы при затягивании винтов крепления в нее вставлены пробки из твердых пород дерева пригодна и сухая береза) с отверстиями под винты.


Рис. 7.152

Траверса крепится к мачте (или валу редуктора) при помощи U-образной шины, которую можно изготовить аналогично стойке. При этом нужно следить за тем, чтобы отверстия в шине совпали с отверстиями в траверсе и стойке. В собранном виде это будет выглядеть как показано на рис. 7.152 (распорки не указаны).

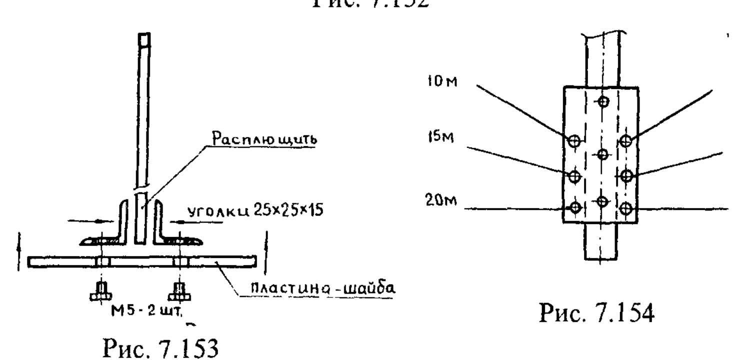


Рис. 7.153

Рис. 7.154

6. Для того, чтобы у собранной антенны распорки не прогибались внутрь, необходимо изготовить еще одну пару стоек длиной 80 мм. Для их изготовления нужны два отрезка от лыжных палок. Отрезки сплющиваются с одного конца и затем закрепляются между двумя уголками (дюраль), к которым, в свою очередь, при помощи винтов М5 прикреплена пластина-шайба для вертикальной распорки (рис. 7.153). Расстояние между центрами отверстий в пластине — 110 мм. Головки винтов М5 утоплены в вертикальную распорку. Разметка отверстий на под М5 рис. не показана, т.к. они сверлятся по месту.

Порядок сборки антенны

Изготовление рамок производится на земле или на плоской крыше.

1 . Закрепить распорки на фланце (с внешней стороны!). На вертикальную распорку установить стойку, описание которой приведено выше. Затем растянуть капроновый шнур (примерно от 1 /3 длинных распорок, считая от конца распорок, к кольцам на стойке) . Конечно, наличие шнура будет вам несколько мешать размещению канатика. Сейчас ваша рамка приобрела очертания египетской пирамиды, в вершине которой сходятся четыре шнура.

2. Вязку канатика удобнее начинать с 15-метрового диапазона — это позволит вам контролировать перекос распорок в горизонтальной плоскости. Порядок вязки указан на рис. 7.145, 7.146 (цифры со штрихом показывают на симметричность операции).

Аналогично растягиваются рамки 20- и 10-метрового диапазонов. Крепление канатика выполняется следующим образом. Через отверстия, которые вы просверлили заранее, продергивается капроновая нить (удобнее заводить ее снизу, а в качестве иглы использовать шпильку из 1-мм проволоки). Затем эта нить охватывает петлей канатик и мягким движением (тянем вниз оба конца нитки) затягиваем канатик в отверстие на глубину 3 — 4 мм. После этого — обвязка в несколько-витков и фиксация обрезанных концов лаком.

На одном элементе вам придется сделать 42 вязки (применительно к трехдиапазонному рефлектору), поэтому наберитесь терпения!

Таким же образом выполняется и вибратор. Концы канатика, предназначенные для подключения линий питания (кабелей), крепятся на диэлектрической пластине 100 х 120 мм при помощи винтов М5 (сама пластина крепится на вертикальной распорке тремя шурупами — рис. 7.154). На изготовление одного элемента (трехдиапазонного) ориентировочно требуется примерно полтора часа — при условии, что у вас будет помощник (даже не радиолюбитель).

3. После сборки рамок можно приступить к сборке всей системы. Предварительно на мачту надевается кольцо для крепления оттяжек (естественно, узел крепления оттяжек должен находиться ниже дублирующей траверсы). Затем — П-образная скоба с кольцом. Если вы используете двигатель с редуктором, размещенным на конце мачты, можно установить и его. Перед установкой двигателя-редуктора установите на него U-образную шину для траверсы.

4. Используя подставку (можно лестницу-стремянку, а лучше — две), на которую укладывается траверса, наденьте на траверсу сначала одну, затем другую рамку (не забудьте про ушки с оттяжками!). Сразу можно соединить вибратор и рефлектор капроновым ка-натиком — но только верхние пары распорок — .это опять предотвратит прогиб распорок, но уже наружу, — при этом можно лишь привязать такой же канатик и к. нижней паре распорок, но только у одной рамки. Если вы не выполните это условие, возникнут трудности при подъеме антенны на мачту.

Вертикальную стойку, через которую проходят оттяжки к концам траверсы, можно закрепить на траверсе винтами. Свободные концы капронового канатика, которые соединяют нижние пары распорок, вы привяжете после подъема антенны на мачту. Сразу после подъема антенны наверх не забудьте, закрепить дублирующую траверсу!

Настройка производится при помощи перемычек, размещенных на вертикальных сторонах антенны. Причем, ее можно производить на минимальном расстоянии от крыши (в моем случае — 2,5...3 м). При подъеме антенны на рабочую высоту ее резонансная частота уходит вверх на 30...50 кГц. На рис. 7.154 указано ориентировочное положение перемычек на полотне антенны. Главное при настройке — перемычки должны передвигаться симметрично. Если не выполнить это условие, антенна начнет «косить». Однако допустима незначительная разница (до 30 мм) в положении перемычек.

Примечание: на рамке 20-метрового диапазона перемычки соединяют средний и внешний проводники. Это не опечатка. Поворот перемычек на 180° может потребоваться лишь в том случае, если сразу не удается получить минимальный КСВ на каком-либо диапазоне. Другими словами, поворот перемычек дает резкое удлинение (если перемычки "соединяют средний и внешний проводники) или укорочение (если перемычки соединяют средний и внутренний проводники).

Соответственно так же резко изменяется резонансная частота антенны (при удлинении — падает, при укорочении — возрастает).

Вариант 1: перемычки соединяют средний и внутренний проводники. При подъеме перемычек происходит удлинение рамки вибратора (рефлектора) — резонансная частота уменьшается. Наоборот, при опускании перемычек рамка укорачивается — частота возрастает.

Вариант 2: перемычки соединяют средний и внешний проводники. При подъеме перемычек происходит укорочение рамки —частота возрастает. Перемычки передвигаются вниз — частота уменьшается.

Исходным вариантом является вариант 1. Следует помнить о том, что передвижение перемычек дает плавное изменение размеров рамок (КСВ).

Не забывайте и о том, что какие бы действия с перемычками вы ни производили, они должны повторяться во второй половине (левой или правой рамки), т.е. если произведен поворот перемычек на вибраторе — также поступите и с перемычками на рефлекторе.

После настройки вибраторов можно приступить к настройке рефлекторов. Вы можете настроить их на свой вкус — либо на максимум усиления переднего лепестка, либо на максимум подавления заднего (эти положения не совпадают).

Для индикации угла поворота антенны используется устройство на светодиодах [2] (рис. 7.155). Датчик (герконовый) располагается на кольцеобразной плате, индикаторное устройство — на плате, совмещенной с картой прямоугольной проекции. Рисунки плат приводятся в масштабе 1:1, (рис. 7,156).

Кольцеобразная плата расположена непосредственно на корпусе двигателя (редуктора), ось которого совпадает с центром платы. Отверстия в плате не указаны, т.к. они сверлятся по месту.

На вал двигателя (или мачту, если редуктор находится на чердаке или на крыше) надевается немагнитный диск с магнитом продольного поля. При вращении вала, сочлененного с траверсой, происходит замыкание соответствующего геркона на индикаторе загорается светодиод.

Настройка (а она может понадобиться, если используются транзисторы с разным коэффициентом передачи тока) заключается в подборе R1 —R8 на плате датчика. Цель настройки — должен загораться только один светодиод. Индикатор настройки не требует. Перед установкой платы датчика на корпус редуктора ее нужно залить (резисторы и герконы) эпоксидным компаундом. Со стороны печатных проводников достаточно покрытия лаком.

Удобство данной схемы Заключается в том, что не требуется выполнение механических работ для совмещения редуктора и сельсинов (особенно, если используются нестандартные редукторы).

Плата индикатора размещена на передней панели корпуса 170 х 120х150 мм (размеры зависят от размеров карты и блока питания). Внутри корпуса размещен простейший блок питанил с напряжением 12 В со стабилизацией.

Плата установлена на втулках высотой 5 — 6 мм. Светодиоды запаяны в плату без укорочения выводов. Перед платой на стойках высотой 10 мм закреплена пластина с наклеенной на нее картой. В пластине перед наклейкой карты просверлены отверстия диаметром 7 мм (в эти отверстия при сборке индикатора помещаются светодиоды).

Расположение отверстий в пластине под светодиоды можно рассчитать, используя данные [3] — в соответствии с азимутальной 1 картой для вашего QTH. На плате индикатора (рис. 12) дано 1 расположение светодиодов для региона Урала. Если вы проживаете в другом регионе, придется изменить .рисунок печатной платы индикатора в соответствии с данными расчёта азимутальной карты для вашего QTH.

Справочные данные по расходу материалов расход антенного канатика:

вибратор 20м—27м 10 см, рефлектор 27 м 50 см 15м— 18м 40 см, рефлектор 18м 65 см 10м—13м 90 см, рефлектор 14 м 10 см.

1. Капроновый канатик — 50м (рыболовные принадлежности)

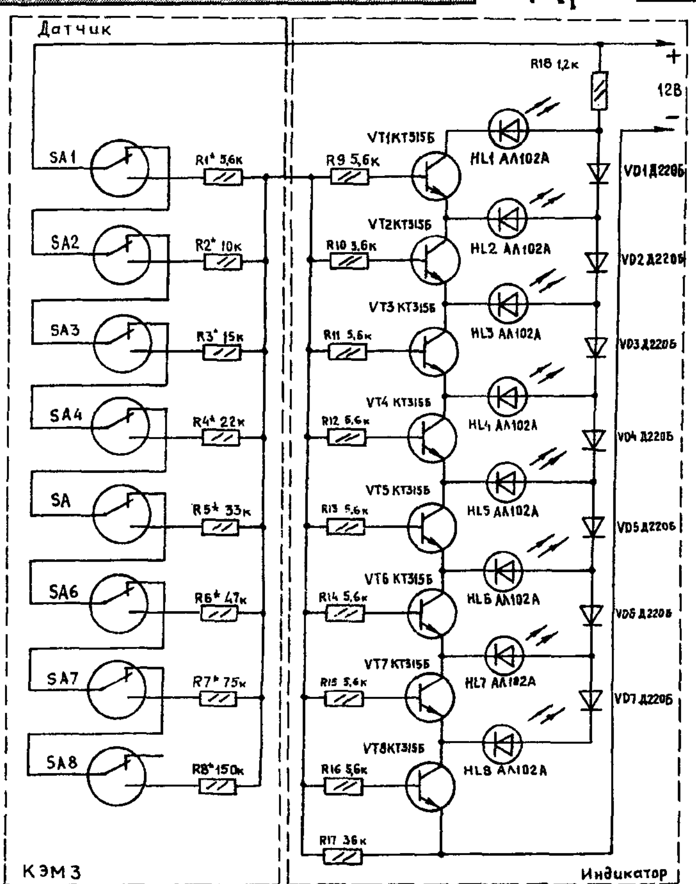


Рис. 7.155

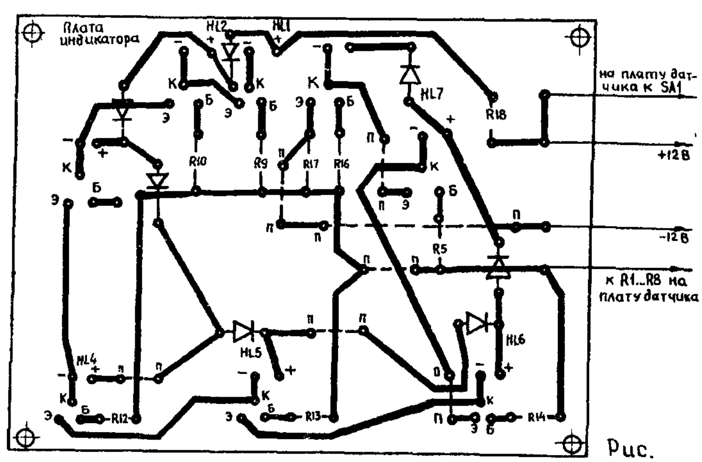


Рис.

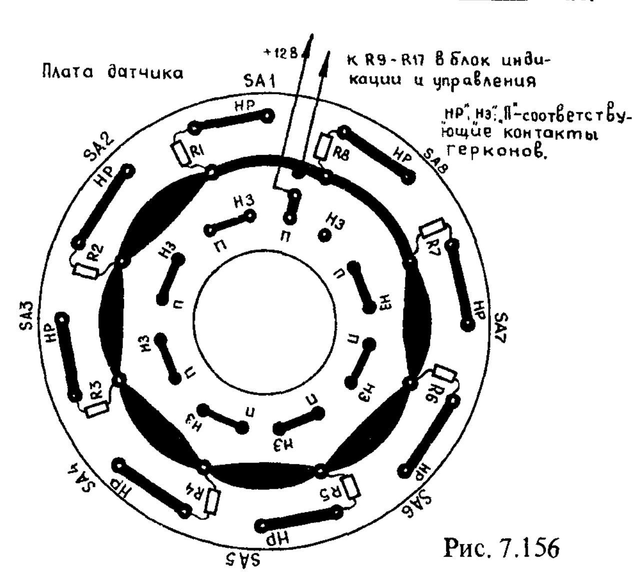


Рис. 7.156

2. Рейки 30 x 40 x 4000 мм — 4 шт.
30 x 40 x 3120 мм — 4 шт.
40 x 50 x 2840 мм — 2 шт.
40 x 50 x 2600 мм — 2 шт.
3. Алюминиевая пластина 160 x 230 мм — 1 шт.
4. Кольца капролоновые (дюралевые) диам. 100, толщ. 15мм — 1 шт., диам. 50, толщ. 15 мм — 1 шт.
5. Стальная пластина 160 x 240 x 4 мм — 2 шт.
6. Отрезки ст.труб длиной 70 мм — 2 шт. (диаметр зависит от траверсы).
7. Ушки для крепления оттяжек на траверсе — 2 шт.
8. Стальная труба диам. 20 — 24 мм, длиной 800 мм — 1 шт.
9. Оцинкованная проволока 2,5... 3 мм —4,5м.
10. Траверса (дюралевая или др.) диам. 40, длиной 2,5 м — 1 шт.
11. Лыжные палки — 2 шт.
12. Дюралевые (стальные) уголки 25 x 25 x 15мм — 4 шт.
13. Пластина-шайба для стойки (дюраль) 50x160x3 мм — 2 шт., для распорок 50x80x3 мм — 8 шт.
14. Диэлектрическая пластина 100x120 мм — 1 шт.
15. Шурупы длиной 30 мм — 3 шт.
16. Дюралевый диск диам. 130 мм — 1 шт.
17. Магнит с продольным магн. полем —1 шт. (из системы сигнализации) .
18. Крепежные винты (данные ориентировочные), болты и пр.:
M5 x 60 — крепление П-образной пластины к дубл.траверсе — 4 шт.
M5 x 30 — крепление кольца к П-образной пластине и концов вибратора к диэл. пластине — 8 шт.
M5 x 15— крепление пластины-шайбы и стойки к уголкам — 8 шт.
M8 x 60 — крепление распорок к фланцу — 20 шт.
M8 x 70 — крепление стойки и U-образной шины к траверсе — 2 шт.
M8 x ? — крепление патрубков к траверсе (длина определяется диаметром траверсы 15 мм), — 2 шт.
Шпильки M8 x 150— крепление дуб. траверсы к вертикальной распорке — 2 шт.
19. Орешковые изоляторы (без учета тех, которые вы поставите на мачтовые оттяжки) — 2 шт.

АНТЕННА «МОЦАРТ»

Две релейно-переключаемые Loop 41 футовая мачта = 360 град. 7 BAND перекрытие и усиление над 1/2λ диполем от 20 до 10 м рис. 7.157.

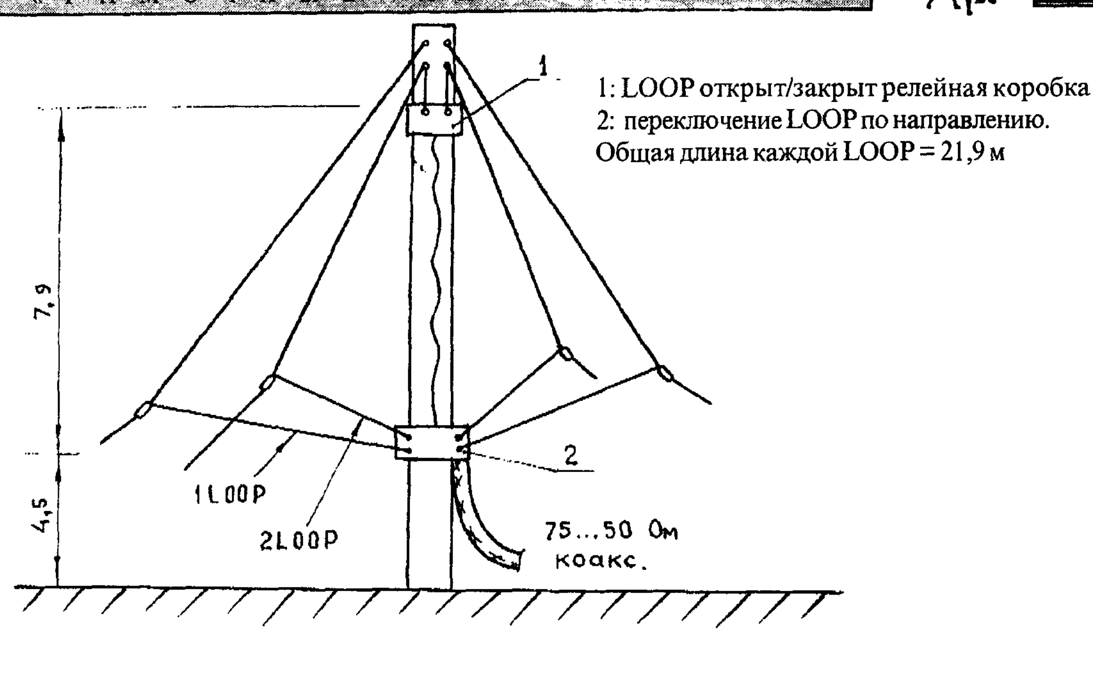
ТАБЛИЦА 7-18

Усиление LOOP в макс. над диполем в дб

Диапазон	Закрыт.	Открыто
20	8,49	7,11
15	3,61	9,75
10	9,59	8,37

Loop на мачте располагаются перпендикулярно друг другу. При открыт/закрыт положении изменяется угол излучения, что дает возможность оптимизировать угол излучения и селекцию по направлению и углу. С согласованием работает и на 40, 17, 18 м. Не требует земли, высота подвеса не менее 2 м над землей, рекомендуется как специальная ДХ антенна для ВЧ диапазонов.

Диаграмма направленности в вертикальной плоскости.



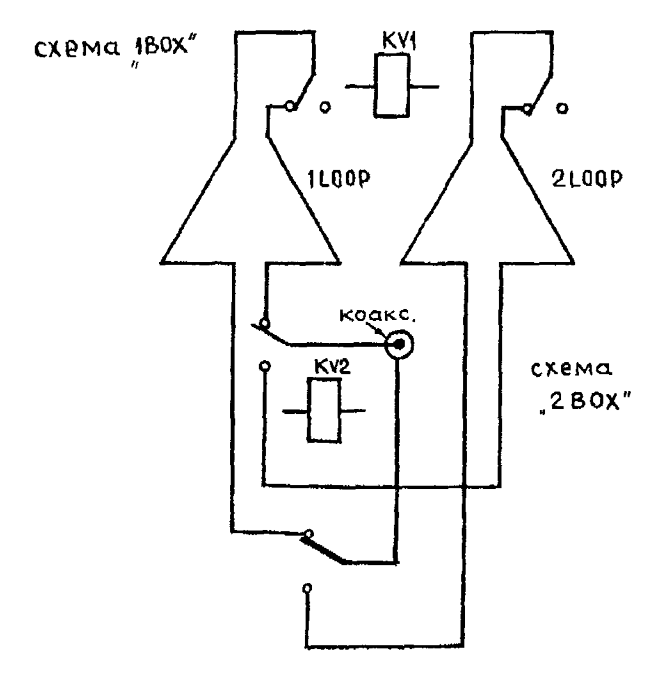


Рис. 7.157

РОМБИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

Ромбическая антенна является важнейшим развитием антенны Бевереджа. Ромбическая антенна, как и антенна Бевереджа является антенной бегущей волны. В дальнейшем будем ее называть сокращенно РА.

ПЕРЕХОД ОТ АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА К РА

Относительно высокие характеристики антенны Бевереджа при минимальных затратах на ее изготовление, послужило причиной попыток ее использования и в УКВ-диапазонею Но понятно, чт о УКВ антенны должны быть приподняты над землей для повышения дальности связи.

Простое поднятие АБВ над землей приводит еще к тому, что провод, который ранее был «земляным», тоже начинает излучать рис. 7.158. Понятно, что КПД антенны в таком случае должен увеличиться примерно вдвое.

Приподняв антенну Бевереджа над землей мы получили разные высоты под проводниками h_1, h_2. Такое расположение дает нам рассиметрирование антенны и искажение ее ДН. Очевидный путь

h1 h2 h1< h2

Рис. 7.158

h1 h1=h2

Рис. 7.159

h2 h1 h4 h3

Рис. 7.160

исправления такого положения — параллельное расположение проводников относительно земли рис. 7.159. Понятно, чт о чем выше над землей будет поднята антенна,тем меньше будет влияние земли на работу антенны. На практике получено, чт о высота подвеса около длины волны уже почти полностью исключает влияние земли.

Значит подняв антенну, мы еще более увеличим ее КПД. Но то, что возможно на УКВ, в диапазоне КВ и СВ не всегда возможно, поэтому в этих диапазонах волн РА подвешивается на той высоте, которую можно реально обеспечить для эффективной работы антенной системы.

Очевидно, чт о выполнив антенну точно по рис. 7.159 мы получим точки перегиба, где будет резко меняться волновое сопротивление антенны. Это может вызвать повышенный КСВ.

Но для увеличения интенсивности излучения ЭМВ необходимо увеличивать расстояние d между проводами полотна антенны.

Из этого логически вытекает построение ромбической антенны как показано на рис 7.160.

Эта антенна, поднятая над землей на значительную высоту и образующая ромб.Она имеет коэффициент усиления и КПД гораздо выше антенны Бевереджа.

Исходя из реальных условий, которые обычно с уществуют при постановке радиолюбительских антенн, ниже рассмотрим два варианта выполнения ромбических антенн — оптимальный и неоптимальный.

НЕОПТИМАЛНАЯ РОМБИЧЕСКАЯ АНТЕННА

Неоптимальная ромбическая антенна — это такая антенна, сторона ромба которой меньше длины волны и высота подвеса которой меньше четверти длины волны.

Скорей всего именно такую антенну Вы сможете использовать на 160 и 80 м. Входное сопротивление ее будет заключаться в том, что она будет иметь КПД около 10-20%, т.е. почти 80% мощности передатчика будет рассеиваться на погрузочном резисторе. Угол излучения ЭМВ в вертикальной плоскости будет более 45 град. В то же время антенна будет иметь подавление заднего лепестка не менее 10 децибел. Являясь неоптимальной РА на 160 и 80 метров работает все равно эффективней подвешенных на такой

же высоте диполей, которые к тому же необходимо настраивать на низких штырей, имеющих КПД в этих диапазонах на порядок ниже, чем РА.

Поэтому, если Вы имеете достаточное количество провода, подходящие точки опоры, то можно смело ставить РА рис.7.161, которая не нуждается в настройке и работает во всех любительских диапазонах. К тому же при переходе к верхним диапазонам неоптимальная антенна станет оптимальной.

Рис. 7.161

Рис. 7.162

ОПТИМАЛЬНАЯ РА

Приведем готовые данные расчета оптимальной РА

В такой антенне высота подвеса равна длине нижней рабочей волны сторона L равна 4 длинам волн, а угол β равен 120 град Рис. 7.160. Такая антенна имеет подавление заднего лепестка не менее 20 децибелл, угол излучения к горизонту в вертикальной плоскости не более 15 град. Рекомендуемое сопротивление нагрузки составляет около 400 Ом. КПД такой антенны может достигать 90%. При переходе к меньшим длинам волн характеристики антенны почти не меняются.

Понятно, что антенна для десятиметрового диапазона со стороной 40 метров и высотой подвеса равной высоте пятиэтажного дома 20 м будет неоптимальной на 160 и 80 м, но иметь уже очень хорошие

параметры на 40 и 220-метровом диапазоне и превосходные параметры на остальных верхних диапазонах.

КПД, МОЩНОСТЬ

На рис. 7.162 показан рассчитанный КПД для ромбической антенны, приведенный на рис. 7.160. Поскольку РА существует режим бегущей волны и вследствие этого возможно ее оптимальное согласование с кабелем, т она может выдержать большие мощности, подводимые к ней. Например, при выполнении такой антенны из провода диаметром 4 –6 мм, она может выдержать мощность, подводимую к ней в 600-800 киловатт. Необходимо лишь так выбрать нагрузку, чтобы она выдержала мощность рассеиваемую на ней. Для повышения КПД РА Б.В. Брауде предложил ромбическую антенну с плавной трансформацией сопротивления. Формула для КПД АБВ, выведенная ранее и для РА. Из нее видно, что один путь к повышению КПД антенны — это уменьшение сопрот ивления нагрузки. Но для подавления заднего лепестка необходимо согласование волнового сопротивления РА с нагрузочным, а при больших расстояниях между проводами полотна волновое сопротивление равно около 600 Ом. В антенне Б.В. Брауде волновое сопротивление плавно трансформируется от высокого значения к низкому рис. 7.163.

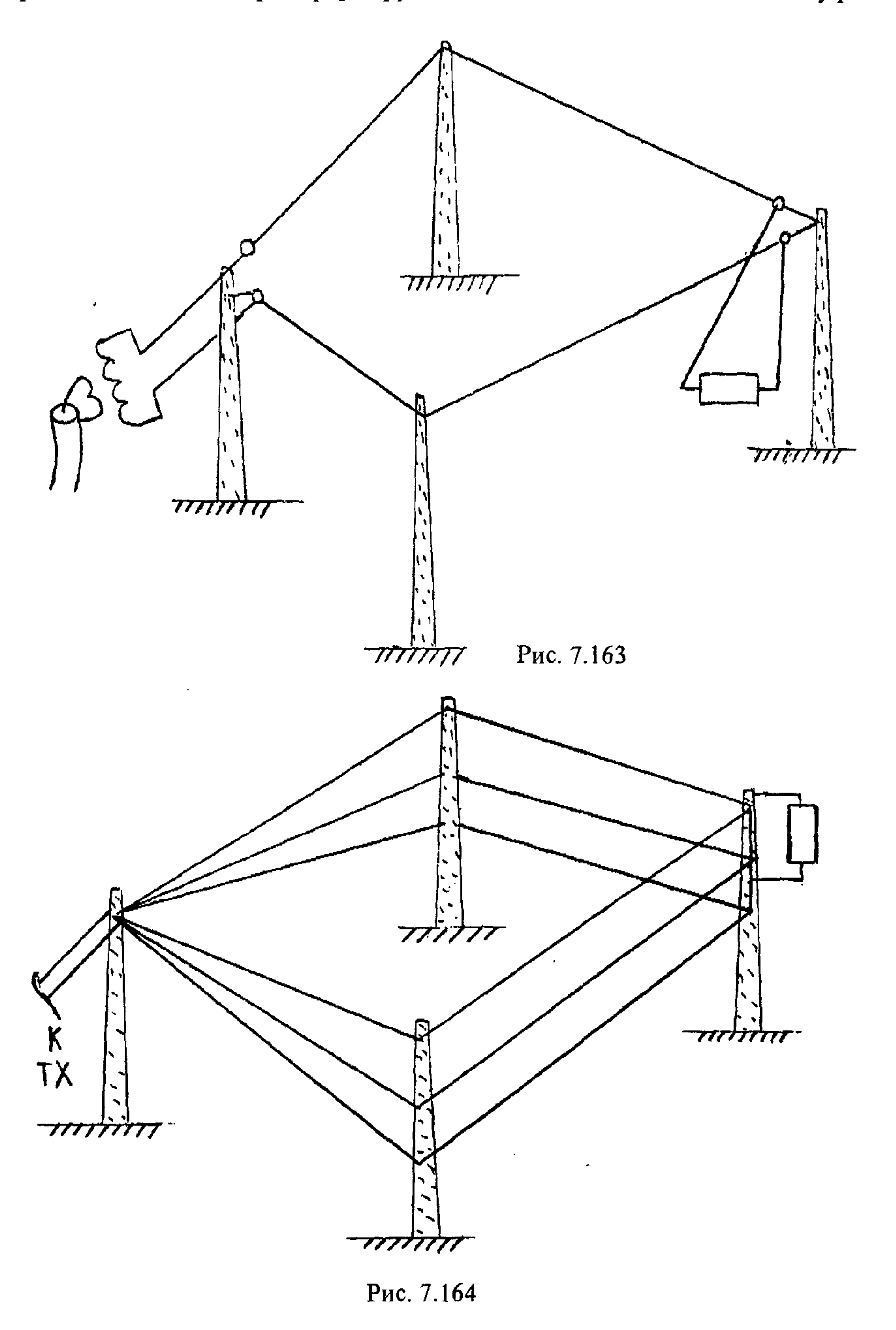


Рис. 7.163

Рис. 7.164

Благодаря этому на конце нагрузки волновое сопротивление получается низким, уменьшается и среднее сопротивление антенны. Уменьшение сопротивления антенны , кроме увеличения ее КПД, позволяет также увеличить и КПД согласующих устройств. Недостатком такой антенны является то, чт о ее можно использовать только для работы в одном направлении.

Рекомендация по выбору и размещению приведены в главе, посвященной антенне Бевереджа. Но в антенне Бевереджа нагрузка легко доступна, а в РА она может быть трудно доступной при расположении ее прямо у плотна антенны. Для обеспечения доступа нагрузка и трансформатор подключается через двухпроводную открытую линию, рис. 7.164. Это необходимо потому, что в РА возможно повреждение как нагрузки, так и трансформатора и при прямом ударе в нее молнии и при чрезмерной мощности подводимой к РА на ее неопти мальных частотах.

ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ РА

Упрощенный график направленностей в вертикальной плоскости для РА, показанной на рис. 7.160, приведен на рис. 7.165.

Рис. 7.165

Рис. 7.166

В РА с длиной L более 4 длин волн, на которых она работает будут присутствовать боковые лепестки большой интенсивности рис. 7.166. Если радиолюбители могут с ними смириться, то для профессиональной связи они могут быть лишними.

Для борьбы с ними применяется двойная ромбическая антенна, предложенная Айзенбергом.

Такая антенна состоит из двух ромбических антенн, смещенных примерно а 0,25λ в горизонтальной плоскости относительно малой оси ромба и на 0,1λ в вертикальной плоскости рис. 7.167. При таком выполнении' РА боковые лепестки одной антенны попадают в минимумы другой. При этом задние лепестки вычитающие, а передние складывающие. В результате этого уровень задних лепестков снижается, а передних возрастает. КПД такой антенны несколько выше, чем одиночной.

В любительских условиях, естественно, двойную РА выполнять нецелесообразно. Для переключения ДН вперед-назад можно использовать способы, приведенные в главе об антенне Бевереджа.

Рис. 7.167

Рис. 7.169



СУРРОГАТНЫЕ РОМБИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

Если невозможно использовать ромб, поднятый на одинаковую высоту, для полотна РА, то можно использовать и суррогатные РА. Необходимо, чтобы лишь минимальная высота подвеса сторон РА была не менее одного метра, на концах питания и нагрузки антенна сходилась, а в середине расширялась. Тупой угол β рис.3 не должен превышать 120 град. Примеры суррогатных антенн приведены на рис. 7.168. На рис. 7.168а и 7.168б даже иногда используется и в профессиональной связи. Конечно КПД суррогатных РА будет хуже чем КПД и ДН классической РА. Но если невозможно установить нормальную можно вполне обойтись и суррогатной.

$h_1 < h_2 < h_4$
$h_1 < h_3 < h_4$

h2
h1
KTX
h4
h3

а)

h2
KTX
h1
h4
h3

б)

$h_3 < h_1 < h_2$
$h_3 < h_4 < h_2$

Рис. 7.168

ГРОЗАЗАЩИТА

Ромбические антенны вследствии своих значительных размеров и большой высоты подвеса сильно подвержены как статистическому электричеству, так и прямому попаданию молнии в полотно антенны. При использовании трансформатора в цепи питания РА через коаксиал накопленный антенной

статистический заряд может прожечь трансформатор и повредить радиоаппаратуру. Для снятия статистического заряда используются обычные меры — заземление полотна антенны надежную электротехническую землю. При прямом попадании молнии такой резистор может сгореть. Для защиты резистора от перенапряжения в антенне используют разрядники рис. 7 168. Простейший самодельный разрядник — это подстроечный конденсатор марки КПВ с немного введенными внутрь пластинами и зазором между ними около 0,5 – 1 мм .Естественно, что его необходимо защищать от влаги.

ВЛИЯНИЕ НА РАБОТУ РА ПОСТОРОННИХ ПРЕДМЕТОВ

Если посторонние предметы находятся на расстоянии более метра от полотна РА, то можно не обращать на них внимания. Естественно, они исказят ДН антенны, но на ее входное сопротьивление, а значит и на согласование антенны с линией питания они повлияют мало.

Другое дело в том, что сама РА излучает интенсивную ЭМВ, имеющую как вертикальную, так и горизонтальную составляющую. Вследствие этого ромбическая антенна наведет значительные токи как в вертикальных так и в горизонтальных проводах, расположенных внутри ее и на небольшом удалении от нее. Это может стать причиной как TVI, так и радиопомех.

Избавиться от них практически невозможно. Посторонняя антенна, находящаяся внутри полотна РА может существенно ухудшить свою работу. Это относится ко всем типам антенн — и к штыревым и к дипольным и к рамочным. Лишь в одном случае можно не обращать внимания на внешнюю РА — если расстояние от внутренней антенны до полотна РА не менее длины волны, на которой работает внутренняя антенна. Можно попытаться уменьшить влияние внешней РА на внутренние путем подключения к фидеру питания РА емкости, индуктивности или комбинации того и другого, так как это рекомендовалось в главе, посвященной магнитным антеннам.

Исходя из вышеизложенного, лучшим местом размещения РА будет свободное от посторонних предметов пространство, и желательно, свободное пространство в главном лепестке ее ДН.

КОНСТРУКЦИЯ РОМБИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

Для достижения хорошей направленности и наибольшего усиления необходимо соблюдать определенное соотношение между углом раскрыва антенны и длиной стороны ромба L. На рис. 7.170. указаны эти величины.

На этом же рисунке ниже шкалы длины указано получаемое усиление антенны, так как усиление антенны в направлении максимума основного лепестка зависит непосредственно от длины ромба L. При этом уже учитываются потери излучаемой мощности, происходящие в результате подключения поглощающего резистора, равные 3 дб.

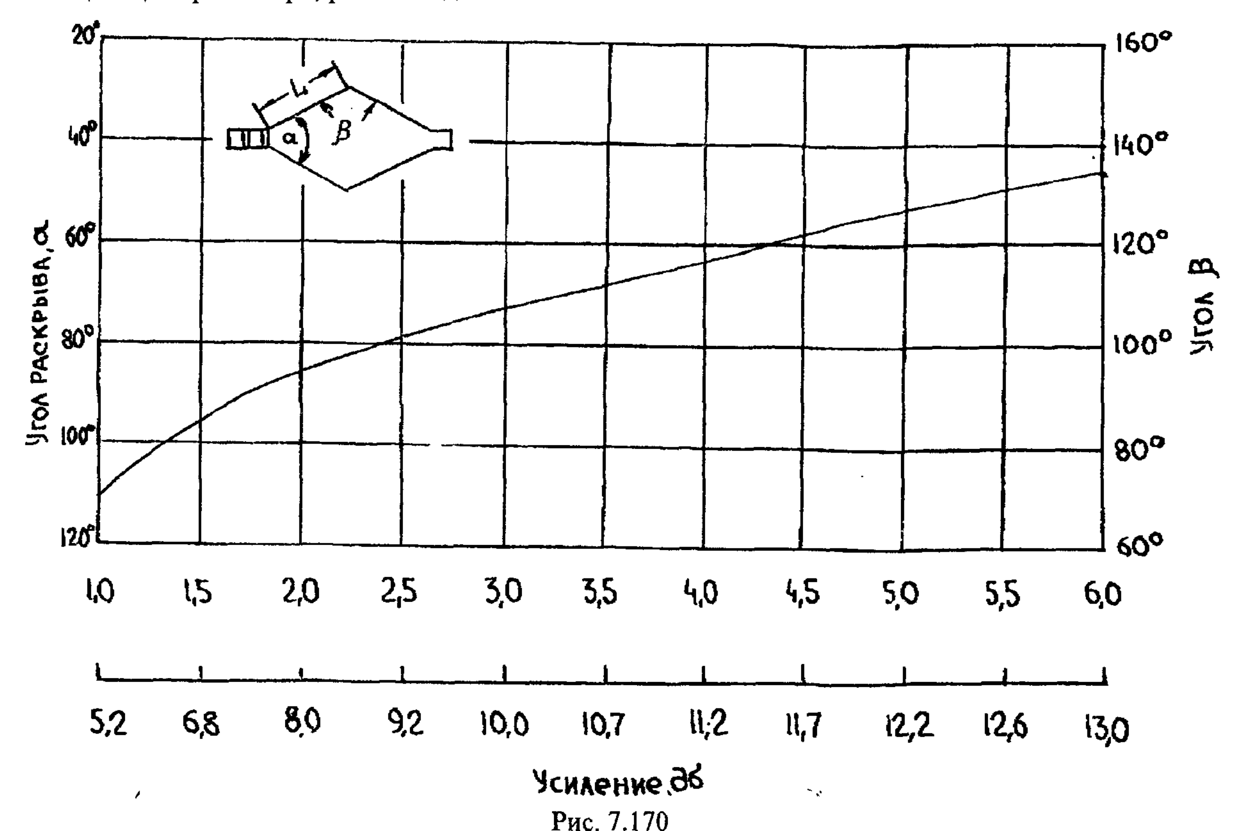


Рис. 7.170



Вертикальный угол излучения антенны, как уже говорилось выше, зависит от высоты подвеса, и поэтому в диапазонах 20, 15, 10 м высота подвеса должна быть не меньше λ/2.

При планировании создания ромбической антенны всегда полезно предварительно набросать эскиз антенны для определения ее общих размеров (длины и ширины). В таблице 7-19. приведены данные для ромбических антенн, рассчитанных для любительских диапазонов 40, 20, 15 и 10 м. Приведенные значения длин сторон ромба рассчитаны на середины указанных диапазонов. Как уже говорилось, благодаря широкополосности ромбической антенны отпадает необходимость в точном соблюдении расчетных размеров. Размеры А и В, необходимые для установки несущих мачт, округлены, и обычно, целесообразно устанавливать несущие мачты несколько дальше друг от друга, для того чтобы имелась возможность небольшого изменения углов α и β при точной регулировке отношения мощности, излучаемой в прямом направлении, к мощности, излучаемой в обратном направлении.

ТАБЛИЦА 7-19

Длина стороны L в значен. λ	Длина стороны L, м	Угол раскрыва α, град.	Угол β, град.	Размер А, м	Размер В, м	Усиление антенны, дб
ДИАПАЗОН 40 м						
1,0	41,50	111	69	47,00	68,50	5,2
1,5	63,00	91	89	88,50	90,00	6,8
2,0	84,00	76	104	132,40	103,50	8,0
2,5	105,00	68	112	174,50	117,50	9,2
3,0	127,00	63	117	217,00	133,00	10,0
3,5	148,00	58	122	259,00	144,00	10,7
4,0	169,00	54	126	302,00	154,00	11,2
ДИАПАЗОН 20 м						
1,0	20,80	111	69	24,00	34,50	5,2
1,5	31,50	91	89	44,50	45,00	6,8
2,0	42,00	76	104	66,50	52,00	8,0
2,5	52,50	68	112	87,50	59,00	9,2
3,0	63,00	63	117	108,00	66,00	10,0
3,5	74,00	58	122	130,00	72,00	10,7
4,0	84,50	54	126	151,00	77,00	11,2
4,5	95,00	51	129	172,00	82,00	11,7
5,0	106,00	48	132	194,00	86,50	12,2
5,5	116,00	46	134	214,00	91,00	12,6
6,0	127,00	44	136	236,00	95,50	13,0
ДИАПАЗОН 15 м						
1,0	13,80	111	69	15,70	22,80	5,2
1,5	21,00	91	89	29,50	30,00	6,8
2,0	28,00	76	104	44,50	34,50	8,0
2,5	35,00	68	112	50,00	39,50	9,2
3,0	42,00	63	117	72,00	44,00	10,0

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 7-19

Длина стороны L в значен. λ	Длина стороны L, м	Угол раскрыва α, град.	Угол β, град.	Размер А, м	Размер В, м	Усиление антенны, дб
ДИАПАЗОН 15 м						
3,5	49,50	58	122	87,00	48,00	10,7
4,0	56,50	54	126	101,00	51,50	11,2
4,5	63,50	51	129	115,00	55,00	11,7
5,0	70,50	48	132	129,00	57,50	12,2
5,5	78,00	46	134	144,00	61,00	12,6
6,0	85,00	44	136	158,00	64,00	13,0
ДИАПАЗОН 10 м						
1,0	10,20	111	69	11,60	17,00	5,2
1,5	15,60	91	89	22,00	22,30	6,8
2,0	21,00	76	104	33,10	26,00	8,0
2,5	26,20	68	112	43,50	29,50	9,2
3,0	31,50	63	117	54,00	33,00	10,0
3,5	37,00	58	122	65,00	36,00	10,7
4,0	42,00	54	126	76,00	38,50	11,2
4,5	47,50	51	129	86,00	41,00	11,7
5,0	52,50	48	132	96,00	42,00	12,2
5,5	58,00	46	134	107,00	45,50	12,6
6,0	63,00	44	136	117,00	47,50	13,0

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РОМБИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ В КАЧЕСТВЕ МНОГОДИАПАЗОННОЙ АНТЕННЫ

Из табл 8-19 видно, что ромбическая антенна может с успехом применяться в качестве многодиапазонной антенны. Сторона ромба, равная 42 м, равняется, 2λ — для 20 м, 3λ — для 15 м и 4λ — для 10 м. Оптимальный угол раскрыва для 15 или 20 м несколько велик для 10 м и несколько мал для 40 м при этом в диапазоне 10 м основной лепесток диаграммы направленности суживается, появляется несколько слабовыраженных боковых лепестков в и незначительное излучение в обратном направлении, а коэффициент усиления антенны в направлении максимума основного лепестка излучения остается неизменным. В диапазоне 40 м (α меньше оптимального значения) диаграмма направленности расширяется и появляется излучение в обратном направлении, антенна в этом случае может использоваться как излучатель, обладающий достаточно большим усилением в широком секторе направлений. Для ромбической антенны длина стороны ромба может быть выбрана равной 21,00 или 63,00 .



МАГНИТНЫЕ РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

ЧТО ТАКОЕ РАМОЧНАЯ И ПЕТЛЕВАЯ АНТЕННЫ, ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭТИХ АНТЕНН

Рамочная антенна имеет один или несколько витков провода общей длиной не более 0,1 –0,2 длины волны, на которой работает эта рамка.

Петлевая антенна состоит из одного, реже нескольких витков провода общей длиной более 0,4 длины волны. Чаще всего используют петлевую антенну с периметром, равным длине волны — классический квадрат (если провод расположен в форме квадрата (или дельта) если провод расположен в форме греческой буквы дельта).

Рамочные антенны имеют низкий КПД, обычно не более 3%, поэтому на передачу их используют редко. В 20-30 годах их стали применять как внутренние антенны для приемников, а также использовать в целях пеленгации. В наше время в любом малогабаритном транзисторном приемнике длинных – средних волн есть рамочная антенна — это так называемая «ферритовая», «магнитная» антенна, которая является рамочной рис. 7.171.

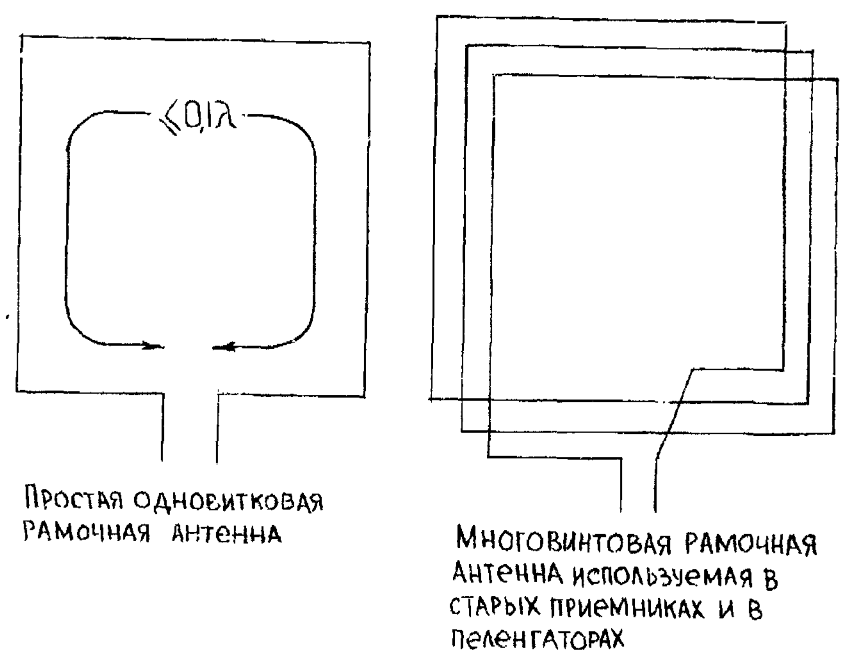


Рис. 7.171

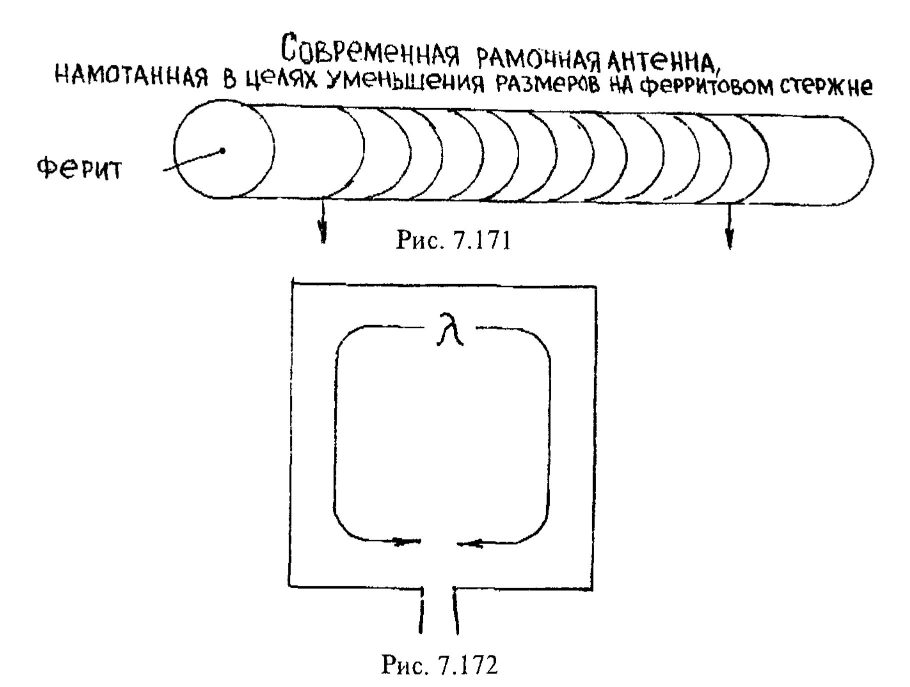


Рис. 7.172

В конце 80 начале 90 годов в Европе и США среди радиолюбителей стало модно работать на ВЧ диапазонах на «магнитные рамки» Следует отметить, что дальние связи при работе «магнитной рамки» на передачу стали возможны лишь благодаря тому, что этому способствовала активность солнца. При

обычном состоянии ионосферы работать на такую антенну на передачу крайне сложно. Широко используют «магнитные рамки» и в качестве антишумовых антенн, о чем будет написано ниже.

Петлевую антенну ввел в радиолюбительский мир W9L2X.Это случилось в 1942 году, когда он использовал подобную антенну на вещательной миссионерской станции HCJB, распложенной в горах Эквадора. Благодаря эфиру петлевая антенна сразу завоевала радиолюбительский мир и с тех пор широко используется рис.7.170.

В нашу страну эта антенна пришла в 50 годы и с тех пор используется и в наших станциях.

В бывшем СССР очевидно, в следствии его изоляции от внешнего мира и боязни перенимать что-то новое, не установилась терминология на рамочные антенны и петлевые антенны. На западе рамочную антенну с периметром рамки менее 0,1 длины волны называют (магнитная петля). Рамочную антенну с периметром более 0,4 длины волны называют просто LOOP (петля), и в зависимости от ее геометрии QUAD (квадрат) или DELTA (дельта) В настоящей работе будет использован термин «магнитная рамка», иногда в главах, где речь идет только о магнитных рамочных антеннах, просто «рамочная антенна», «рамка». В главах, где будет идти речь о петлевых антеннах, будет также использоваться термин «рамочная антенна», как уже установившийся среди радиолюбителей.

ТЕОРИЯ МАГНИТНЫХ РАМОЧНЫХ АНТЕНН

ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ МАГНИТНЫХ РАМОЧНЫХ АНТЕНН

ДН Рамочных антенн имеет вид восьмерки рис. 7.171. Благодаря этому антенны используют для пеленгации.

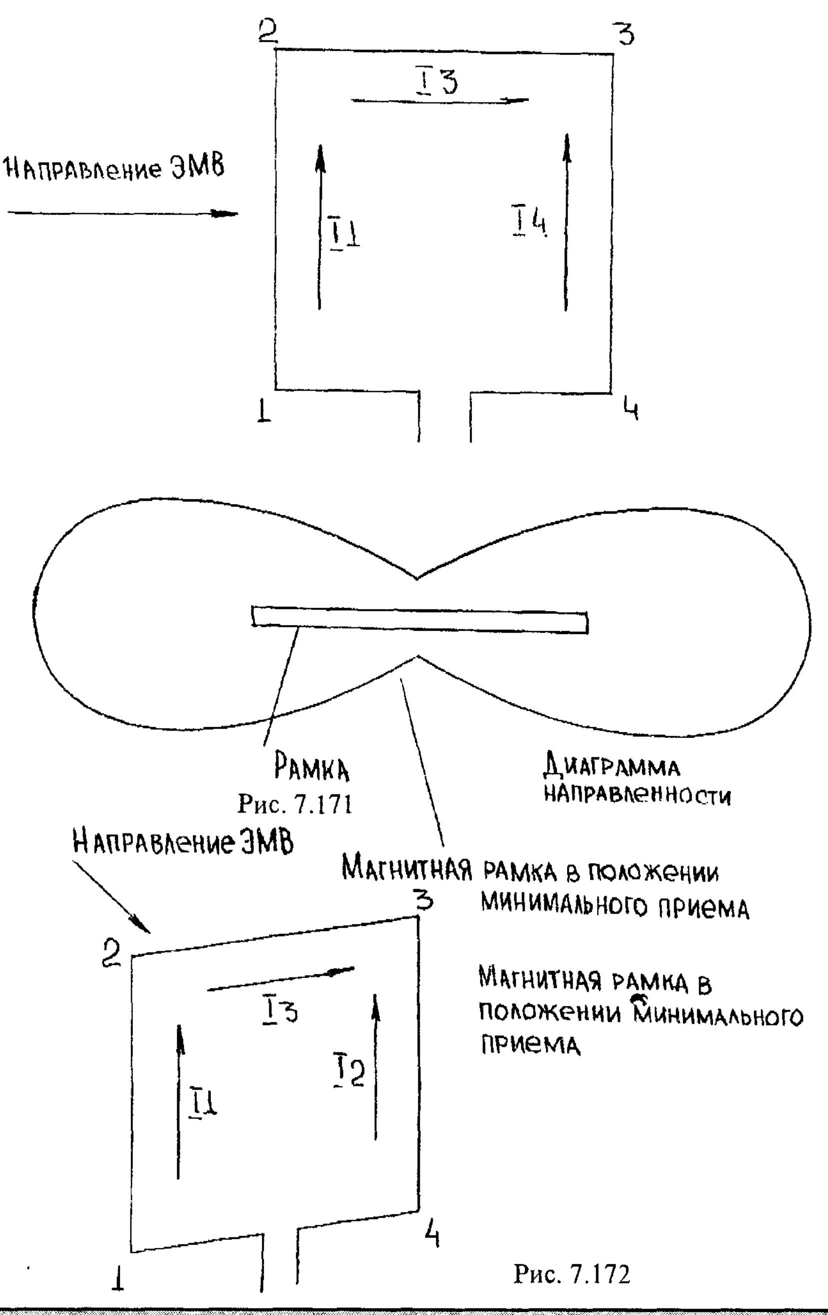


Рис. 7.171

Рис. 7.172

Если плоскость рамки лежит в плоскости принимаемой волны, то точки 11 и 12, наводимые в вертикальных сторонах рамки, имеют разные фазы, вследствие их разного удаления от источника сигнала. При этом работают только вертикальные стороны рамки 1-2 и 3-4, горизонтальные стороны рамки 2-3 и 1-4 в этом случае не участвуют в приеме сигнала, имеющего вертикальную поляризацию рис.7.172. Если плоскость рамки составляет 90 град. с плоскостью приема волны рис. 7.173, то токи 11 и 12 равны по величине и фазам, и их сумма будет равна нулю. Все это верно только для симметричной рамки.

В реальных случаях всегда наблюдается асимметрия рамки, которая обусловлена влиянием каких-либо предметов на рамку. В результате этого ее ДН искажается и проявляется «антенный» эффект рамки. Это происходит из-за того, что токи, текущие в разных сторонах рамки, будут искажены.

Так как рамка реагирует только на магнитную составляющую поля (2), то из этого положения нашли простой выход — рамку электрически экранируют. В этом случае в зазоре экрана разность потенциалов возникает только за счет противофазных токов наведенной волной на внешней поверхности экрана. Рамка имеет одинаковую емкость относительно экрана, и в ней ведутся только противофазные токи. Для дальнейшего улучшения симметрии рамки используют ее симметричное включение к приемнику, причем в этом случае используют и трансформатор с электростатическим экраном, который значительно уменьшает «антенный эффект» рамки.

Очевидно, что для эффективной работы экранированной рамки необходимо, чтобы экран и рамка были выполнены как можно более качественными (скажем экран — толстая медная труба, а рамка — толстый медный провод). В противном случае и без того малый КПД рамок будет уменьшен еще более, классический вариант рамочной антенны, известной в России, это антенна DF9IV. В его конструкции она имеет неплохие параметры. Вариант гораздо проще и дешевле, но КПД антенны только теоретически в 7 раз ниже, чем антенны DF91V, а практически будет еще ниже.

ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Входное сопротивление рамочной антенны определяется в общем случае отношением напряжения к току на ее входных клеммах и характеризует антенну как нагрузку для генератора рис. 7.173.

Большинство используемых радиолюбителями антенн имеет входное сопротивление в пределах 36 – 100 Ом.

Это удобно по следующим причинам:

1. Сопротивление общеупотребительных коаксиальных кабелей составляет 50, 75, 100 Ом, что дает возможность питать антенны или непосредственно кабелем или с помощью несложных согласующих устройств.

2. Значения тока и напряжения высокой частоты относительно невелики, что дает возможность изготавливать недорогие коаксиальные кабели. Как только сопротивление антенны резко отличается от 50-100 Ом, приходится регулировать более сложные согласующие устройства. В случае если сопротивление значительно выше, скажем 300-600 Ом, используют трансформаторы и открытые линии. Но в случае, если сопротивление значительно ниже – 1...5 Ом, то возникают серьезные проблемы. Использование трансформаторов затруднительно, согласующие устройства на и С имеют при таких значениях трансформации низкий КПД ввиду рассеяния энергии на них самих. Даже, если мы согласуем к примеру 100 ватт на 1-омную нагрузку, в этом случае в ней должен протекать ток в 100 ампер, причем ВЧ ток, Понятно, что антенна должна быть изготовлена из очень качественного материала. Совершенно ясно, что использовать такую низкоомную антенну на перед чу сложно. Во-первых, потери на согласующем устройстве, во- вторых, потери в самой антенне. Вот почему использование магнитной рамки на передачу часто имеет лишь теоретический характер. Но приведем формулу для расчета входного сопротивления магнитной рамки:

$$R = 800\frac{hd}{\lambda^2}$$

где hd — действующая высота рамочной антенны.

Рассчитаем, к примеру, входное сопротивление рамки диаметром 30 см, имеющей 10 витков при работе на длине волны 50 м. Оно будет равно 0,25 Ом. Естественно, что согласовать антенну, имеющую такое низкое входное сопротивление, чрезвычайно трудно.

В случае, если рамка настроена, ее входное сопротивление со стороны конденсатора будет велико (килоомы) и опять же согласовать будет еще трудней.

Радиолюбители обычно используют согласование с помощью магнитной петли связи, как использует DF9IV. Но и такое согласование имеет весьма низкий КПД.

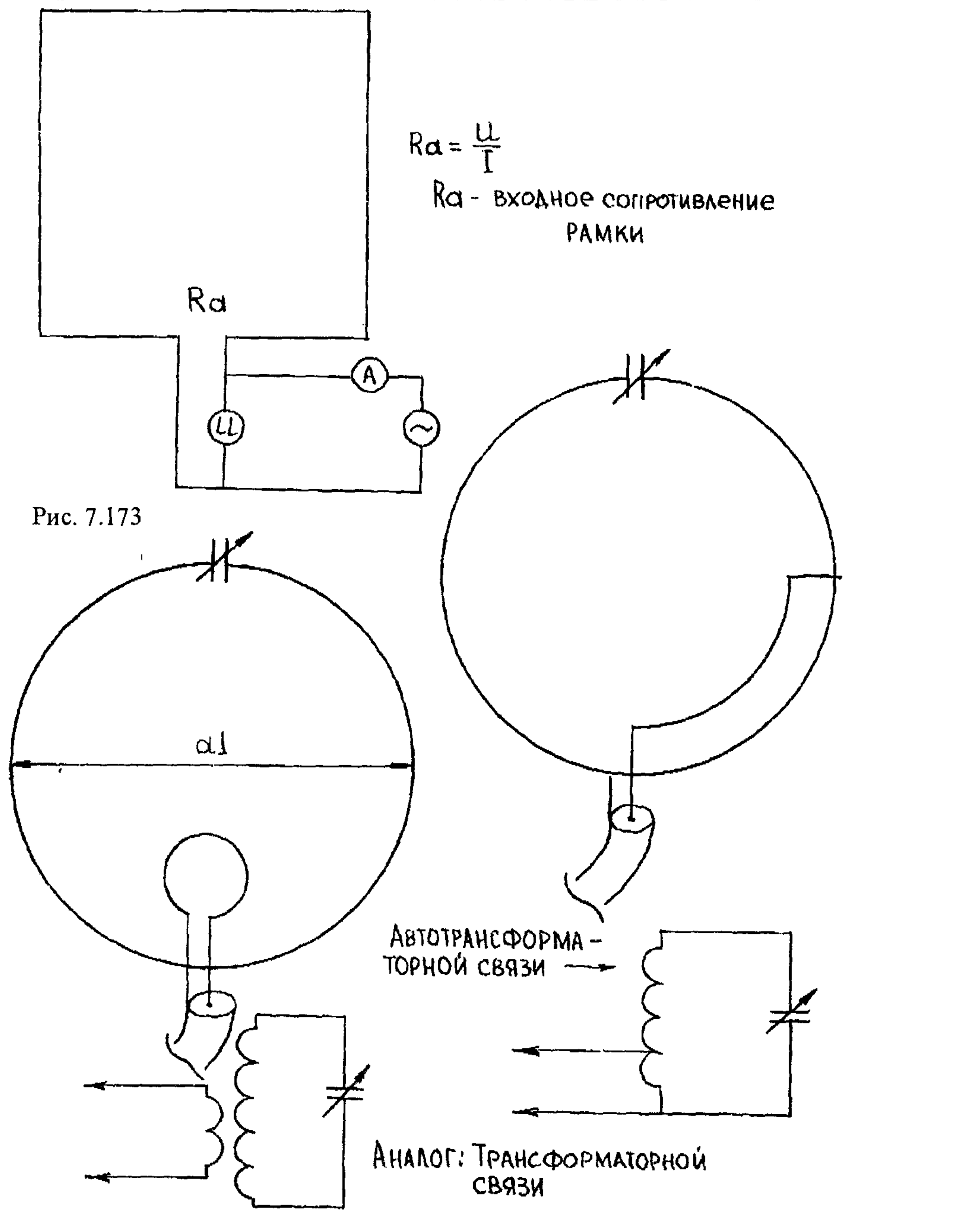


Рис. 7.173

Рис. 7.174

ЗЕМЛЯ В РАБОТЕ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Рамочная антенна, как уже отмечалось, реагирует только на магнитную составляющую радиоволны. Земля для данного типа антенн не нужна. В общем случае, как приемная так и передающая антенны часто распложены на незначительном 1-2 м удалении от земли, и она практически не мешает их работе. Магнитная составляющая проникает глубже электрической, что позволяет использовать магнитные рамки, там, где обычные антенны уже не работают — в бетонных зданиях, в землянках.

СВЯЗЬ КОАКСИАЛЬНОГО КАБЕЛЯ С ПЕРЕДАЮЩИМИ МАГНИТНЫМИ РАМОЧНЫМИ АНТЕННАМИ

При работе таких антенн на передачу используют два вида связи — через петлю и через гамма-согласование рис. 7.174. Нужно обратить внимание, что как петля связи, так и гамма согласование, находятся точно напротив подстроечного конденсатора.

Обычно диаметр петли равен 1/5 диаметра основной рамки. С помощью петли связи можно получить удовлетворительное согласование во всем диапазоне частот работы магнитной рамки. Провод для петли связи необходимо использовать по возможности не тоньше того, из которого сделана магнитная рамка.

Второй вид согласования — гамма-согласование. Диаметр провода, используемый в гамма-согласовании в 2-5 раз тоньше основной рамки. Расположен он на высоте около 0,05 – 0,15 от диаметра основной рамки. Длина гамма согласования не более 0,2 от длины рамки и часто составляет даже 0,1 от длины рамки. Гамма-согласование требует более тщательной настройки при работе на разных диапазонах, но имеет КПД выше, чем согласование с помощью петли связи. При использовании рамки в 2-3 диапазонах можно найти оптимальное гамма-согласование для них. Можно использовать замыкающие перемычки, если доступ к рамке легок.

В любом случае, при использовании магнитных рамок рекомендуется использовать тюнер.

При использовании рамок только в качестве приемных проблемы с согласованием обычно не бывает. Для этого используют транзисторный усилитель, расположенный непосредственно около рамки рис. !!!, от которого по коаксиальному кабелю отфильтрованный и усиленный ВЧ сигнал поступает на вход приемника.

РАЗМЕРЫ И ИСПОЛНЕНИЕ МАГНИТНЫХ РАМОЧНЫХ АНТЕНН

Для передающей рамочной антенны рис. 7.174 обычно характерны размеры, приведенные в табл. 7-20. При этих размерах рамка будет эффективно работать на высшем диапазоне и в трех соседних, например 28-21-14 или 7-3, 5-1, 9. Максимальная эффективность будет снижаться Эта таблица приведена для магнитной рамки без экрана. В случае использования рамки с электростатическим экраном следует учитывать емкость внутреннего провода на экран, что уменьшает резонансную частоту рамки. Вообще для эффективной работы рамки ее периметр должен быть не менее 0,08 длины волны, на которой эта рамка работает.

ТАБЛИЦА 7-20

Диаметр рамки, см	50	80	100	200	300	400
Высшая рабочая частота, МГц	29	21	14	7	3,5	1,9

С помощью конденсатора можно рамку настроить и на еще более низкие диапазоны, но ее эффективность, как передающей, будет уже весьма низка. Однако, давайте разберемся, отчего зависят оптимальные параметры магнитных рамок. Как было показано выше входное сопротивление магнитных рамок весьма мало. Это приводит к существенным трудностям. При согласовании антенных систем, в которых магнитная рамка включена непосредственно как антенна рис. 7.173. Но как и всякий другой провод, рамочная антенна имеет свою величину индуктивности. Эту величину можно рассчитать теоретически и измерить с помощью соответствующих приборов. Включив же на разомкнутых концах рамки конденсатор, мы получим обычный колебательный контур рис. 7.174, который с помощью этого конденсатора можно настроить в широком диапазоне частот. Из рис. 7.174 понятна связь кабеля через петлю связи — аналог индуктивной связи с контуром и через гамма-согласование – аналог трансформаторной связи с контуром. Понятно, что при трансформаторной связи можно согласовать рамку более тщательно. В колебательном контуре, образованном рамкой и конденсатором электрическое поле сосредоточено внутри конденсатора, а магнитное вокруг рамки. Именно магнитное поле и является в дальнейшем причиной электромагнитной волны, которая излучает антенная система. Если мы будем решать задачу для нахождения оптимальных размеров рамки и емкости конденсатора, то результатом решения и будут приведенные выше цифры — длина рамки около 0,08 от длины волны — емкость конденсатора около 30-50 пикофарад для диапазона 30 – 2 МГц.

Если мы возьмем рамку меньшей длины, то она уже не будет излучать столь сильно, из-за нерационального выбора добротности рамки Q, которое как известно определяется по формуле:

$$Q = \frac{(L/C)}{R_n}$$

где L — индуктивность рамки;

C — емкость на конце рамки;

R_n — сопротивление потерь в рамке.

Понятно, что минимальное сопротивление потерь и максимальное отношение будет у одновитковой рамки. Есть еще одна причина, чисто физическая, эффективной работы одновитковой рамки. Для максимального излучения необходимо охватить магнитным полем как можно больший объем пространства,

что выполняется только у одновитковой магнитной рамки. Если мы используем рамку большей длины, чем 0,08 от рабочей длины волны, то она уже не настроится в резонанс и вследствие этого ее согласование станет проблематичным. Если же применим еще и рамку с электростатическим экранированием, то учитывая емкость экрана на рамку и протекающие емкостные токи между рамкой и экраном можно ожидать снижения ее эффективности по сравнению с неэкранированной рамкой при работе ее на передачу.

Итак при работе на передачу лучше всего использовать одновитковую рамку. При настройке рамки в резонанс по ней могут протекать ВЧ токи в сотни ампер, в зависимости от мощности Вашего передатчика и степени согласования его с рамкой. Поэтому для передающей магнитной рамочной антенны важно, чтобы она была выполнена по возможности из медной трубы, как можно большего диаметра. Желательно, чтобы ее поверхность была отполирована до зеркального блеска. Конденсатор переменной емкости обязательно должен быть высококачественным и по возможности не имеющим трущихся контактов. В крайнем случае, можно использовать обыкновенный спаренный конденсатор, у которого будут подключены к рамке только статорные (неподвижные) пластины (рис. 7.175). Естественно в этом случае необходимо предусмотреть какую-либо ручку из хорошего диэлектрика для настройки рамки.

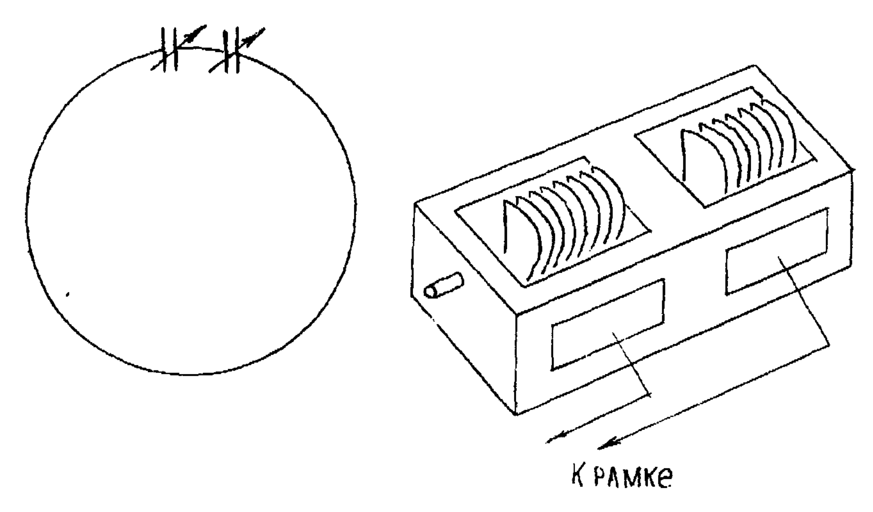


Рис. 7.175

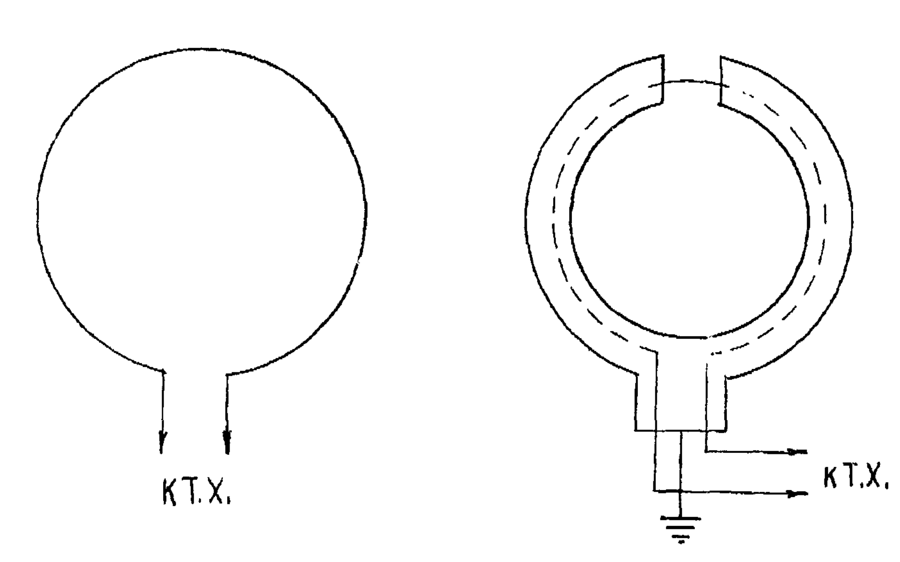


Рис. 7.176

Конденсатор должен быть высокодобротным, это является важным условием эффективной работы рамки на передачу. Поэтому конденсатор должен быть или воздушным или вакуумным, с твердым диэлектриком не годится

Следует отметить., что иногда встречаются сообщения об использовании радиолюбителями ненастраиваемых магнитных рамочных антенн для работы на передачу рис. 7.176. Даже теоретически, задача эффективного согласования такой рамки с передатчиком очень сложна и выходит за пределы чистого

радиолюбительства, поэтому этот тип антенн здесь не рассмотрен. Не рекомендуется их использовать без надлежащей теоретической и практической подготовки,т.к. результат будет весьма неутешительным.

При использовании магнитных рамок в качестве приемных антенн, проблема КПД так остро не стоит. Это означает, что можно использовать конденсатор с твердым диэлектриком или воздушный с трущимися контактами. Рамка может быть многовитковой, вследствии чего размеры ее могут быть уменьшены. Провод, используемый для рамки может быть тонким, часто применяют коаксиальный кабель для выполнения магнитных приемных рамок. В этом случае внутренняя жила есть сама рамка, а экран кабеля выполняет роль экрана рамочной антенны.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАГНИТНЫХ РАМОК В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ РАБОТЫ

В некоторых случаях радиолюбителю целесообразно использовать антенну типа «магнитная рамка» для работы на прием и даже на передачу. Какие это случаи? Часто бывает необходимо произвести селекцию сигнала по направлению. Особенно это важно на НЧ диапазонах, которые сами по себе страдают от избытка мощных радиолюбительских станций, создающих QRM и подверженных помехам со стороны ведомственных станций, работающих в любительских диапазонах. Часто цветные телевизоры также создают помехи, которые производят импульсные блоки питания и блоки развертки. Хороший вариант для НЧ диапазона — использовать ферритовую магнитную антенну рис. 7.181. Ее преимущество перед «магнитной рамкой» не использующей феррит а состоит в малых размерах, вследствие этого — легкость исполнения и легкость вращения. Лучший вариант выполнения такой антенны это поместить антенну на крышу, обеспечив ее вращение и приняв меры по ее влагоизоляции. В 80-х годах на станцири UA3ZNV использовалась ферритовая антенна на 160-80 м, показанная на рис. 7.177. Она состоит из двигателя с

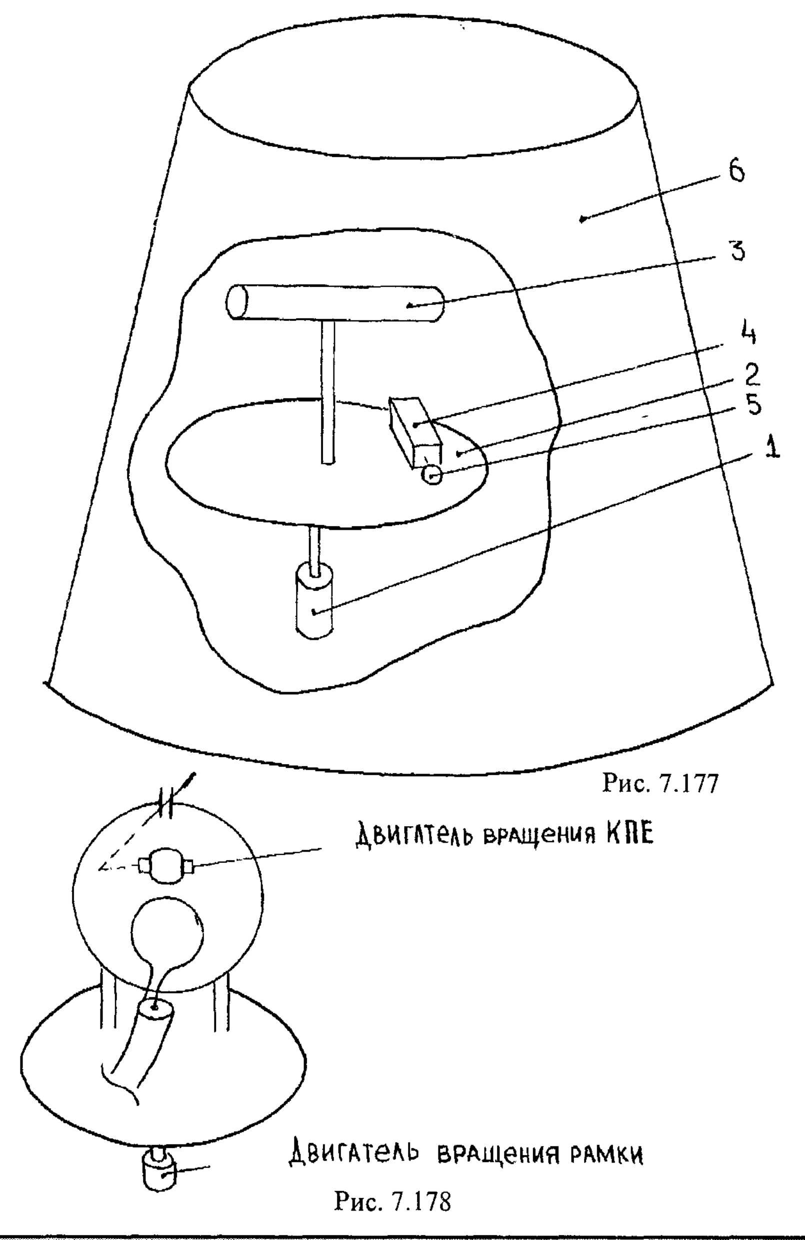


Рис. 7.177

Рис. 7.178

редуктором 1, на вал которого был посажен диск 2, на котором была укреплена ферритовая антенна 3. Настраиваемая конденсатором 4 с помощью микромоторчика с редуктором 5. Для влагоизоялции эта систем а была накрыта пластмассовым ведром.

При использовании магнитной рамки для работы в ВЧ диапазонах необходимо использовать рамку без ферритового сердечника размеров рекомендованных в предыдущем разделе. Влагоизоляция в этом случае будет осуществляться более сложным путем.

Система, использующая вращаемую магнитную приемную антенну может дать очень хороший эффект как при повседневной работе, так и при работе в тестах.

В некоторых случаях только магнитная рамка может быть использована как передающая антенна. Это случай острого дефицита места на крыше и если необходимо иметь острую диаграмму направленности для работы с корреспондентами в разных направлениях ипри этом избежать помех другим близлежащим приемным станциям, будь то любительская, ведомственная или даже просто телевизор. Передающая магнитная рамка как раз идеально подходит для этого — она имеет небольшие размеры, относительно острую ДН и создает весьма малый уровень помех. Основная сложность, возникающая при подстройке такой рамки — это необходимость ее вращения, а также необходимость подстройки рис.7.178. При подстройки широкополосных систем питающих в нескольких диапазонах лучше использовать индуктивную связь.

Следует помнить, что магнитная рамка тяжела в согласовании с 75 или 50-омным кабелем, поэтому лучший вариант питаний такой рамки будет в расположении выходного каскада на самой рамке.При использовании современных транзисторов это не сложная задача. Переключая эту рамку на предварительный усилитель можно осуществлять и прием на нее рис. 7.179. В этом случае рамку удобно

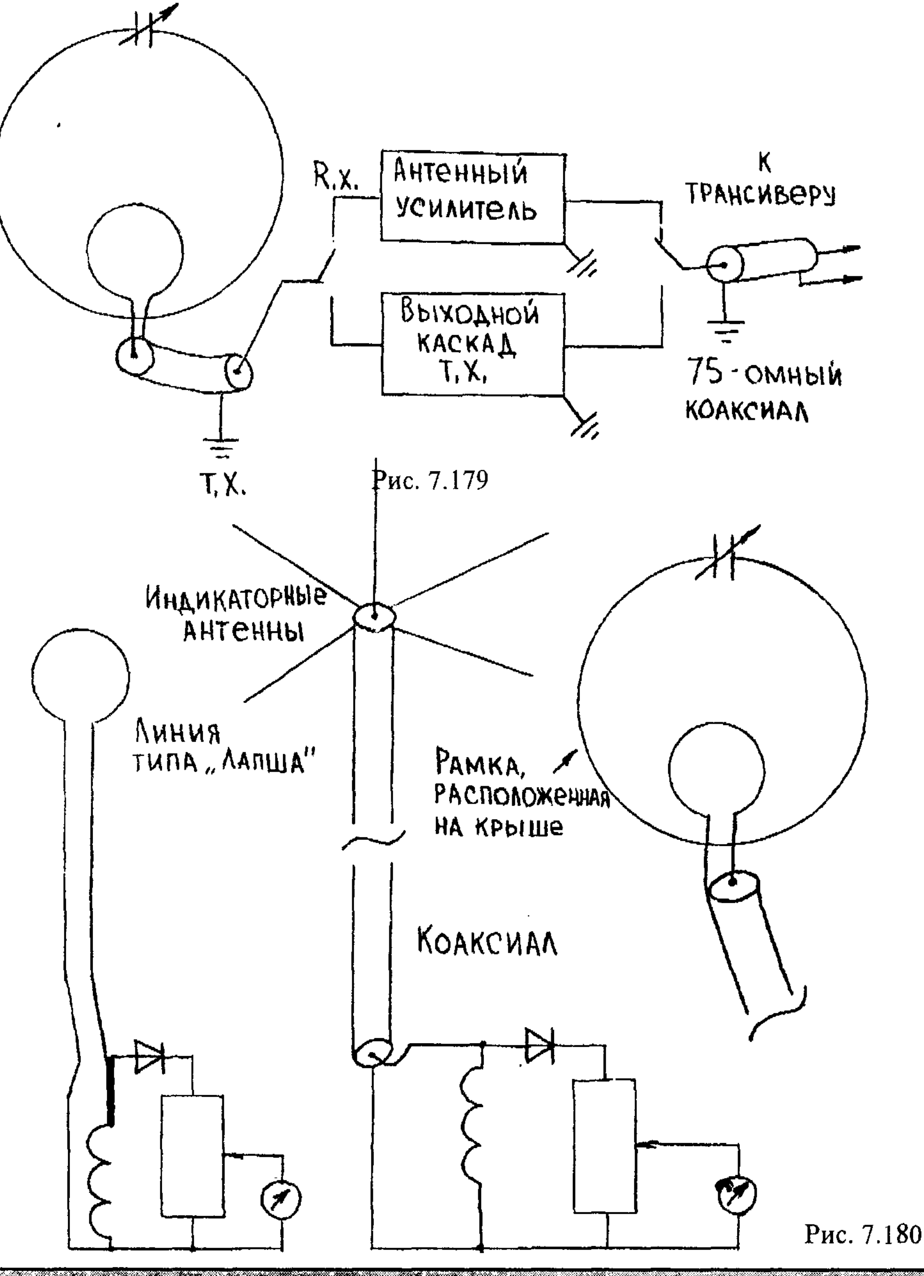


Рис. 7.179

Рис. 7.180

настраивать по максимальной громкости приема станций. При работе на передачу она в этом случае будет настроенной. Если для приема радиолюбитель использует другую антенну, а выходной каскад расположен на рамке, то настройка может осуществляться путем измерения напряженности магнитного поля. В этом случае небольшая рамка 20-30 см диаметром располагается или прямо на станции или около основной рамкии по максимальному показанию измерительного прибора настраивается передающая магнитная рамка рис. 7.179. Естественно, что если на крыше имеется любая антенна (даже телевизионная) ее тоже можно использовать для настройки рамки. В этом случае, если РА расположен на станции, согласовать антенну с кабелем необходим с помощью КСВ-метра. Желательно при этом использовать тюнер . Возбуждение с помощью РА расположенного около рамки можно рекомендовать, если в распоряжении радиолюбителя имеется плохой коаксиал (с плохим экраном, тонкий) или вообще нет его. В этом случае для возбуждения РА можно использовать сетевой провод питания (он имеет волновое сопротивление Z = 60 - 100 Ом) или провод типа лапша (волновое сопротивление Z = 400 - 600 Ом)

АНТИШУМОВЫЕ АНТЕННЫ

В радиолюбительской практике рамочные антенны в основном используются как приемные антишумовые антенны. Чувствительность современных приемных устройств обычно значительно выше уровня электромагнитного шума в месте приема. Используя рамочную антенну мы не только значительно ослабляем электрическую составляющую помех, но проводим селекцию сигнала по направлению. В этом случае мы имеем ослабление помех и выделение полезного сигнала. Особенно полезно использование рамок на НЧ диапазонах, где чувствительность приемника в основном определяется наличием помех на этих диапазонах.

Обычно для приема используются настроенные рамки.

В усилителях используют малошумящие полевые т ранзисторы, такая рамка в зависимости от ее размеров может работать в диапазоне 30 и 1,8 МГц.

При конструировании рамочных антенны, работающих только в диапазоне 1,8 - 3,5 мгЦ часто отдают предпочтение ферритовым антеннам рис. 7.181. В этом случае применяют простые меры для симметрирования антенны. Это симметрирующие трансформаторы и выполненная спецальным образом обмотка ферритовой антенны.

Следует еще раз напомнить, что рамочные антенны имеют значительное ослабление полезного сигнала по сравнению с другими, поэтому их можно использовать только с высокочувствительными приемниками.

ДЕЙСТВУЮЩАЯ ВЫСОТА РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ

Действующая высота (длина) антенны показывает, какой по высоте (длине) должен быть провод, обеспечивающий на своих концах такое же направление, которое обеспечивает данная антенна рис. 7.182.

Это определение дано мною несколько упрощенно, но в то же время оно правильно отражает понятие действующей высоты, которое необходимо знать радиолюбителям.

Для рамочной антенны действующая высота рассчитывается по формуле:

$$hd = 2\pi nS\frac{1}{\lambda} \qquad \pi = 3{,}14$$

где n — число витков провода, образующих рамку;
S — площадь рамки.

Действующая высота рамки с ферритовым сердечником равна

$$hd = 2\pi nS\frac{1}{\lambda}\mu_c$$

где μ_c — проницаемость сердечника.

В табл. 7-21 показана действующая высота одновитковой рамки диаметром 20 см на диапазонах 160, 80, 40, 20, 10 м. Из таблицы видно, что одновитковая рамочная антенна имеет действующую высоту меньше, чем ее радиус. Но не надо расстраиваться За счет того, что антенна настраивается в резонанс рис. 8, рис. 7.182, ее эффективность возрастает.

ТАБЛИЦА 7-21

Диапазон, м	160	80	40	20	10
hd, см	0,125	0,25	0,5	1	2

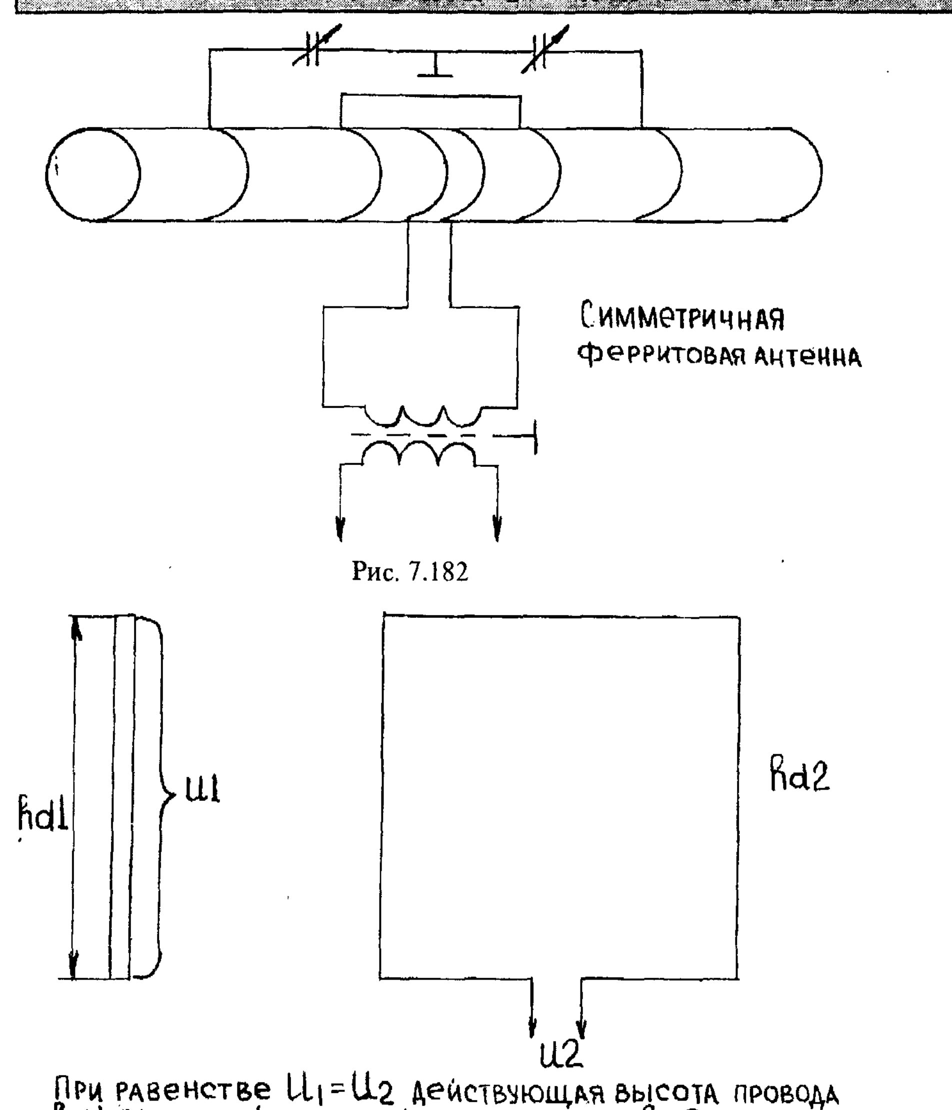


Рис. 7.182

Рис. 7.183

РАСПОЛОЖЕНИЕ МАГНИТНОЙ АНТЕННЫ В ПРОСТРАНСТВЕ ОТНОСИТЕЛЬНО ДРУГИХ ПРЕДМЕТОВ

Как уже отмечалось выше, магнитные антенны реагируют на магнитную составляющую электромагнитной волны. Это позволяет размещать магнитные антенны даже внутри железобетонных зданий. Но, конечно, лучшим вариантом их размещения будет свободное пространство. Оно позволит избежать промышленных помех и позволит полностью реализовать направленные свойства магнитных антенн.

Что касается передающих антенн, то при их размещении есть свои особенности. За счет получения сильного магнитного поля, такие антенны дают наводку на магнитные головки магнитофонов и проигрывателей, на катушку индуктивностей различных устройств.

Это может создать сильные помехи для телевидения радиоприема, причем помеха не исчезает при отсоединении антенны от этих устройств. Но за счет изменения направления излучения магнитной антенны и может быть за счет изменения пространственного расположения самих устройств. Подвергающихся наводкам от них можно избавиться.

При размещении антенны на балконе, рядом с проводящими предметами, конечно ДН антенны может исказиться, но с этими показаниями можно вполне смириться.

На крыше требуется весьма мало места для размещения магнитной передающей антенны. Рядом с ней могут быть любые предметы и любые антенны — они окажут мало влияния на ее работу и в то же время будут мало подвержены влиянию со стороны магнитной антенны. Это одно из самых главных преимуществ магнитной антенны над всеми остальными. Но есть случай, когда характеристики антенны могут серьезно исказиться. Это когда магнитная антенна находится внутри дельты или другой петлевой антенны. Характеристики же самой наружной антенны при этом не изменятся.

Для компенсации влияния наружной антенны на внутреннюю коаксиальный кабель, идущий от внешней антенны, нагружают или на конденсатор, емкостью 12 - 1000 пФ или на индуктивность 10 - 200 мк ГН или переменное сопротивление 200-300 Ом. Возможна комбинация нагрузки из этих элементов. Обычно при этом удается добиться, что наружная антенна не влияет на внутреннюю.

ВОЗДЕЙСТВИЕ АТМОСФЕРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И ОСАДКОВ НА МАГНИТНУЮ АНТЕННУ

Вследствие того, что рамка и питающий коаксиал заземлены, магнитная антенна не подвержен помехам со стороны статистического электричества. Это позволяет использовать ее в предгрозовой период. Так как магнитная антенна обычно расположена ниже других антенн, то попадание молнии в нее очень и очень маловероятно. Вследствии избирательности по направлению и разонансных свойств магнитная антенна подвержена грозовым помехам наименнее,чем любая другая антенна. Это позволяет вести работу на нее даже во время грозы, когда на другие антенны прием из-за QRM практически уже не возможен. В целом же магнитная антенна является самой безопасной из всех антенн при работе во время грозы.

Необходимо тщательно защищать излучающую поверхность рамки от воздействия осадков, которые могут «съесть» тонкий зеркальный поверхностный слой. Это можно сделать с помощью радиокраски. Необходимо принять меры по защите переменного конденсатора и по защите согласующего устройства. На конденсаторе будет высокое напряжение, а через согласующее устройство будут протекать значитель-

Рис. 7.183

Рис. 7.184

ные токи, поэтому недопустимо попадание влаги на них. Коронные поверхностные разряды могут испортить конденсатор и согласующее устройство.

Вследствии своих малых размеров магнитная антенна может быть размещена даже под навесом или полностью в диалектрическом экране для защиты от воздействия осадков.

МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ С КАРДИОИДНОЙ ДН

Если соответствующим образом сложить ДН магнитной антенны, которая имеет вид восьмерки рис. 7.172 и ДН штыревой антенны, которая имеет вид круга, т о получим кардиоидную ДН рис. 7.183.

Кардиоидной она называется потому, что фигура, образованная ей носит название «кардиода».

Чтобы получить такую ДН необходимо сложить соответствующим образом по фазе и амплитуде сигналы от рамки и штыря. Так как рамочная антенна реагирует на магнитную составляющую ЭВМ, штырь на электрическую, то сдвиг фаз ЭДС, производимых этими антеннами будет 90 град. Это объясняется тем, что сдвиг между магнитным и электрическим вектором ЭМВ составляет 90 град. Для кардиодной ДН необходимо, чтобы фазы ЭДС от двух антенн совпадали. Ддя этого обычно включают в цепь штыря или высокоомный резистор или индуктивность или то и другое рис. 7.184.

Если осуществить возможность переключения штыря, то мы сможем изменить направление кардиоиды рис. 7.185. В некоторых случаях удобно переключать не штырь , а менять фазу ЭДС от магнитной антенны рис. 7.186. Такие кардиодные антенны широко используются «лисословами» для

кRX

Изменение Д.Н. системы переключением штыря

кRX

Рис. 7.185

Изменение Д.Н. системы переключением фазы ВЧ напряжения от рамки.

Рис. 7.186

приема. Использование таких антенн на передачу хотя и сложно, но теоретически возможно. Для этого необходимо иметь согласованную рамку и согласованный штырь рис. 7.187. Штырь может быть выше диаметра рамки в 3-4 раза. При использовании устройств, согласующих малые сопротивления штыря и рамки с передатчиком, мы получим сдвиг фаз ЭДС от штыря и рамки, который будет нам неизвестен. Вот почему фазосдвигающее устройство должно обеспечить регулировку фазы от 0 до 90 градусов.

Конечно, при создании такого устройства возникают проблемы по обеспечению как широкополосности так и по возможностям его оперативной подстройки, т.к. сдвиг фаз рамки и шытря которой обеспечит их согласующие свойства может меняться не только при м\смене диапазонов, но и внутри одного диапазона.

Есть еще один интересный способ получения кардиоидной ДН. Выше было показано за счет чего получается ДН в виде восьмерки. Если мы в неэкранированной ДН заэкранируем одну из ее половинок, то тем самым существенно ухудшим прием идущий со стороны этой экранированной половинки рис. 7.188 и нарушим симметрию рамки. Такую приемную антенну можно выполнить из коаксиального кабеля со снятым экраном. При использовании ее для УКВ для повышения эффективности ее периметр может быть равен четверти длины волны.

При использовании такой антенны в качестве передающей необходимо ее тщательное согласование с передатчиком.

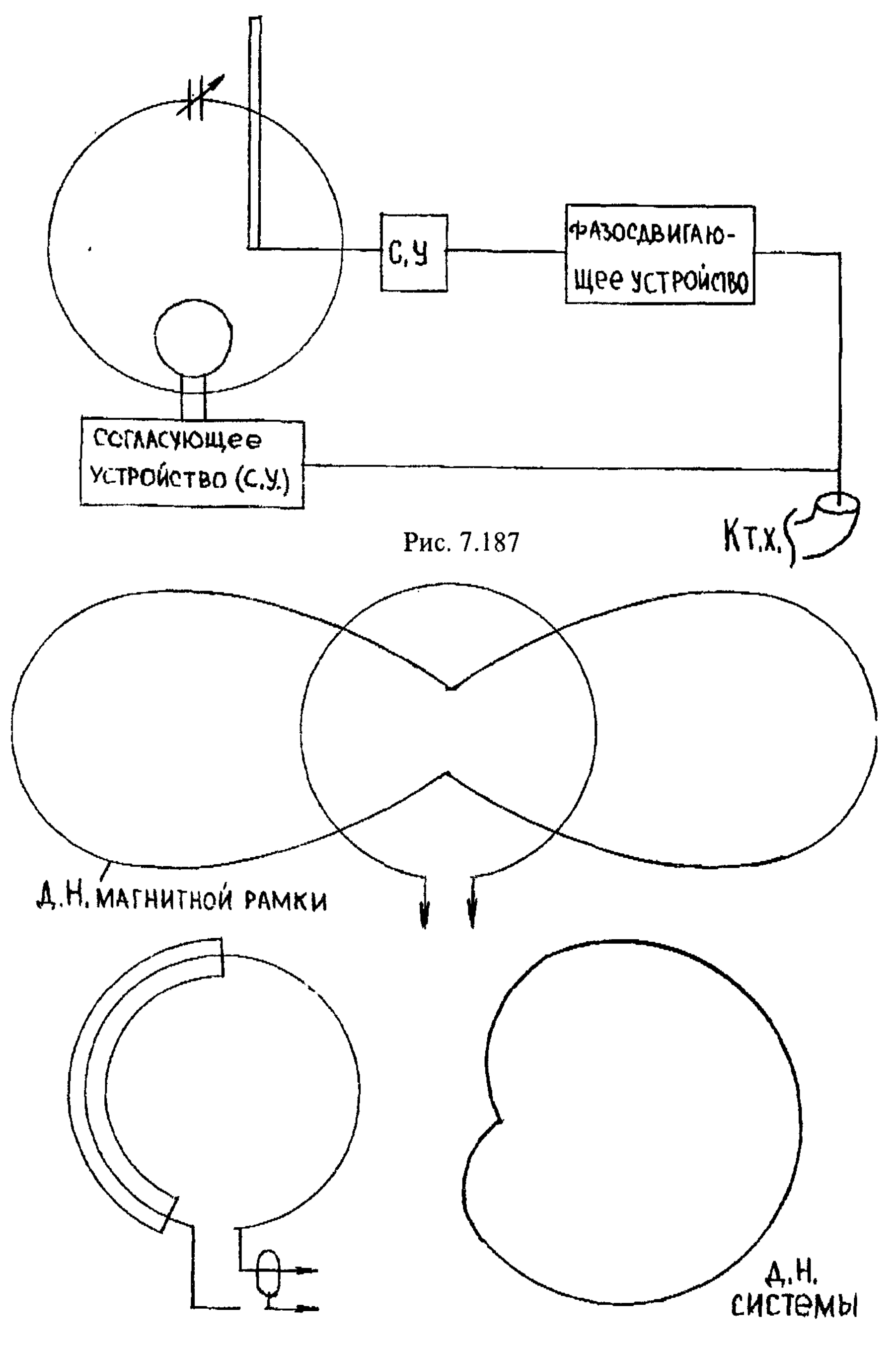


Рис. 7.187

Рис. 7.188

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ МАГНИТНЫХ ПЕТЛЕВЫХ АНТЕНН

Магнитные петлевые антенны, производимые ДК 5С см. рис. 7.189, имеют характеристики, приведенные в табл. 7-22 (данные производителей и испытаний)

ТАБЛИЦА 7-22

Тип	АМА 4		АМА 2		АМА 3	
Частотный диапазон, МГц	1,8 – 4,2		6,9 - 14,5		13,9 – 30,0	
Диаметр, м	3,4		1,7		0,8	
Индуктивность, мГн	10,2		4,3		1,6	
Частота измерения, МГц	1,8	3,5	7	14	14	28
Емкость СА, пкФ	750	204	120	30	80	20
Реактанс Хс=Х1	115	224	190	380	145	290
КПД	15	64	63	95	69	96
Полоса по уровню 3 дБ на 50 Ом, кГц	4,8	18	30	107	40	134

Эл.мотор 1об/мин

Ø33мм
АЛЮМ

$\frac{Д}{д} \sim \frac{5}{1}$

СОГЛАСУЮЩАЯ ПЕТЛЯ

Коаксальный
КАБель 50 Ом

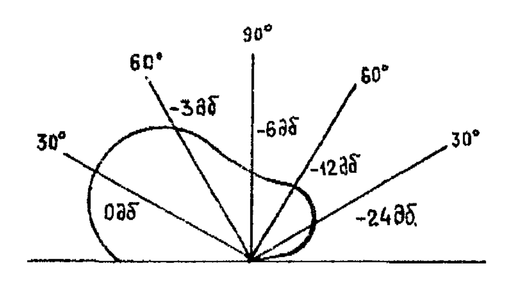
ТРУБА

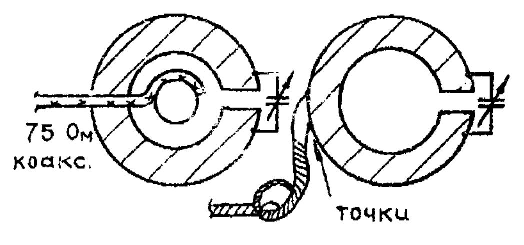
Рис. 7.189

Антенна хорошо работает как на дальних, так и на ближних имеет КСВ, близкий к 1 и на диапазонах 15, 20, 40 метров. Шлейф трансформатор обеспечивает согласование вибратора с коаксиальным кабелем.

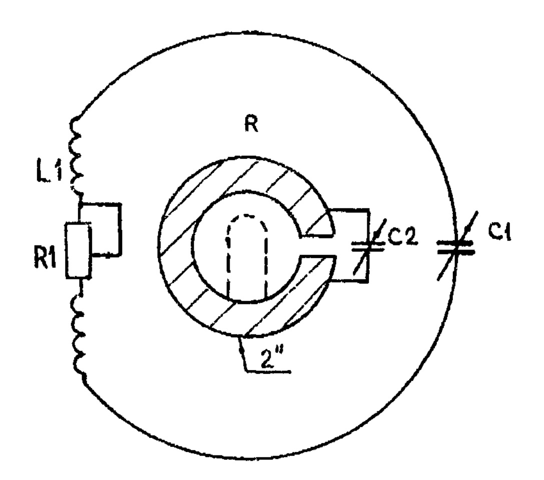
КОМПАКТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ ДХ ПРИЕМА — АНТЕННА «ТЕСЛА»

Компактная приемная антенна для ДХ приема, рис. 7.190. Вырезает помехи как по частоте, так и по направлению. Состоит из двух резонансных рамок (I и R). Настройка I не должна отличаться от действующей частоты более, чем на 10 кГц. Q регулируется R1, R — настраивается первой и требует дальнейшей подстройки потом. Требуют подбор. Этот вариант работает 7 – 21 МГц, можно при изменении данных сделать и для других частот. Loop может иметь несколько витков. R-loop — шириной не менее 2".





C1 — 5...20
C2 — 10...600
L1 — 23B
Ø1 длина 6"
открытый центр.
соединит. с R1 = 50 Ом
I – 50" R – 9" внутр. диам.



Диаграммы направленности в вертикальной плоск.

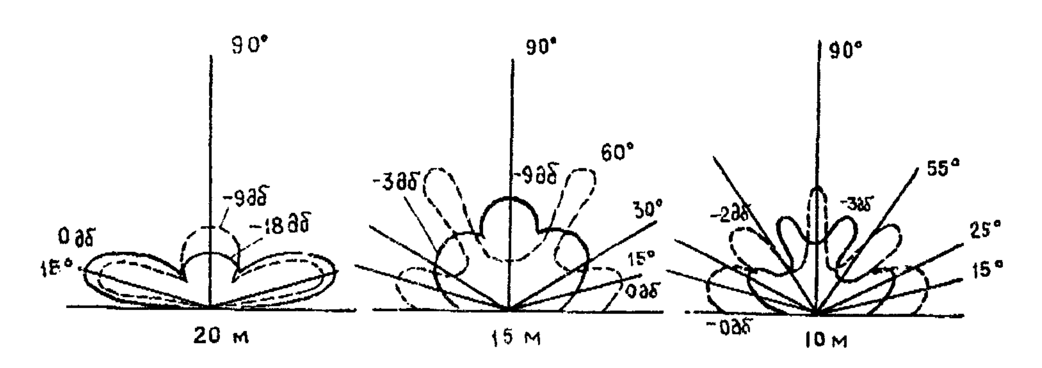


Рис. 7.190

«ПОЛТЕРГЕЙСТ» – МАГНИТНАЯ ПЕТЛЕВАЯ АНТЕННА

Рис. 7.191

АНТЕННА — «ДЫХАНИЕ ПУСТЫНИ»

Один из вариантов выполнения рамочной антенны показан на рис. 7.192. В верхней части рамки (ее выполняют из медной трубы диаметром 20 мм) разорвана и здесь подключен конденсатор переменной емкости, который дистанционно перестраивается с помощью небольшого электродвигателя. Лучше всего для этой цели подойдет конденсатор типа «бабочка» вообще не имеющий токосъемников. В нижней

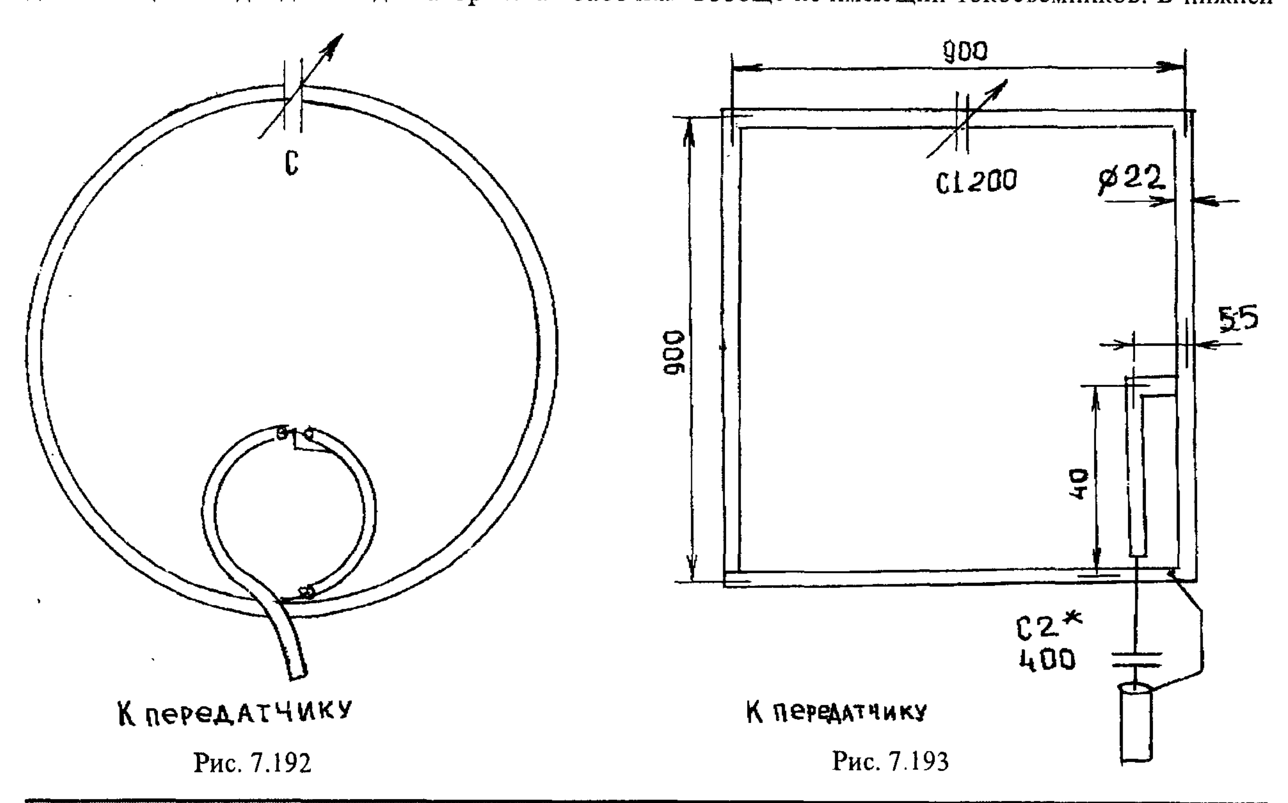


Рис. 7.192

Рис. 7.193



части рамки размещают петлю связи, которая одновременно выполняет функции симметрирующего устройства. Основные характеристики антенны приведены в табл. 7-23

ТАБЛИЦА 7-23

Рабочий диапазон частот, МГц	Периметр рамки, м	Периметр связи, м	Максимальная зависимость, пФ	Полоса пропускания, кГц	Потери, дБ
3,5...7,2	10,5	2,1	160	2 (3,5 МГц) 21 (7 МГц)	3,1 (3,3 МГц) 0,7 (7 МГц)
7...14,5	5,25	1,05	9С	2 (7 МГц) 44 (14 МГц)	2,4 (7 МГц) 0,6 (14 МГц)
14...30	2,63	0,53	50	8,6 (14 МГц) 100 (29 МГц)	2 (14 МГц) 0,6 (28 МГц)

АНТЕННА «МАШИНО»

На рис. 7.193 показана рамочная антенна с питанием через Г-согласующее устройство.

Такое питание удобнее, чем крепить петлю связи с кабеля, но работает оно без переключения конденсатора связи только в пределах одного любительского диапазона. Элементы антенны согласующего устройства выполнены из медной трубки диаметром 18 мм. Значение СГ на рисунке указано для диапазона 14 МГц.

«ЗАКАТ СОЛНЦА» — ПРИЕМНАЯ РАМОЧНАЯ АНТЕННА НА ДИАПАЗОН 40...160 М

Принцип действия. Прием сигналов дальних корреспондентов на низкочастотных любительских диапазонах в условиях современного промышленного города вследствие высокого уровня индустриальных помех, помех от любительских и вещательных радиостанций, гармоник средневолновых передатчиков зачастую чрезвычайно труднее, а подчас оказывается просто невозможным.

Изготовление для этих частот антенн с изменяющейся диаграммой направленности не под силу многим, особенно начинающим радиолюбителям. Поэтому особый интерес представляют приемные антенны, имеющие малые габариты, но обладающие направленными свойствами.

Описываемая рамочная антенна предназначена для приема магнитной составляющей электромагнитного поля и для исключения так называемого антенного эффекта (т.е. приема электрической составляющей и с этой целью она снабжена электростатическим экраном).

На рис. 7.194 показана схема приемной рамочной антенны с использованием в качестве витка рамки центрального проводника коаксиального кабеля, а в качестве электростатического экрана – оплетки, которая в середине рамки имеет разрыв.

Эта антенна эффективна для подавления поверхностных волн, имеющих постоянные поляризацию и угол прихода, т.е. сигналов местных радиостанций, индустриальных помех.

В случае ионосферных волн, которые приходят в точку приема под различными углами с различной поляризацией, минимумы диаграммы направленности выражены слабо (5...10дБ), но могут быть увеличены, если помимо вращения рамки относительно вертикальной оси осуществлять наклон на некоторый угол. Существенное достоинство такой антенны — возможность ее установки в помещении в непосредственной близости от рабочего места оператора (если стены домов не железобетонные).Это позволяет вручную изменять диаграмму направленности и производить перестройку в пределах диапазона. Установка такой антенны на крыше и управление ею с помощью силовых сельсинов увеличивает соотношение сигнал-шум и устраняет влияние окружающих предметов на диаграмму направленности.

Конструкция антенны

Учет описанных выше свойств рамочных антенн и экспериментальные исследования показали, что наиболее приемлемой является одновитковая рамка, выполненная из коаксиального кабеля со фторопластовой изоляцией, посеребренной оплеткой и центральным проводником типа РК-50-7-21. Возможно применение и других типов кабелей с малыми потерями, например РК-50-7-22, РК -50-11-22. Кабель помещается внутрь спортивного пластмассового обруча.

Для работы с одной антенной на трех и более диапазонах используется схема коммутации, показанная на рис. 7.194

При использовании коаксиального кабеля типа РК 75-7-21, РК-75-7-22 необходимо подобрать величины емкостей конденсатора С2-С7.

При диаметре рамки 850 мм и коаксиальном кабеле с волновым сопротивлением 50 Ом антенна перекрывает следующие диапазоны — табл. 7.24.

Переключатель А1 с конденсатором С1 – С7 помещается в металлическую коробку, в которую также вводятся концы разрезанного обруча с витком кабеля. Антенна подсоединяется ко входу приемника отрезком коаксиального кабеля произвольной длины с волновым сопротивлением 50…750 м.

Подставкой для антенны служит штатив любой конструкции, позволяющий изменять положение антенны в двух плоскостях (например, от фотоаппарата)

Рамочные приемные антенны, аналогичные описываемой (у автора они эксплуатируются в течении пяти лет), могут быть изготовлены для работы в любом другом коротковолновом диапазоне.

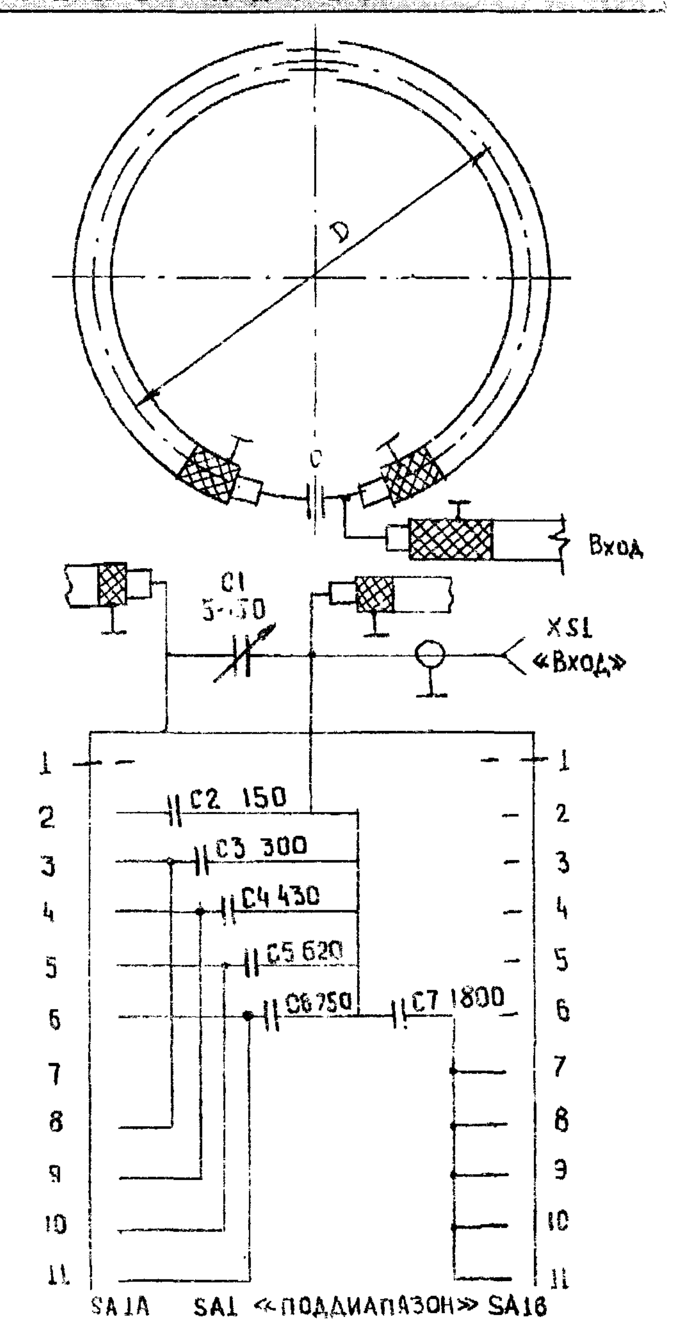


Рис. 7.194

ТАБЛИЦА 7-24

Положение переключателя А1	Поддиапазон, МГц
1	8,8… 5,5
2	5,5… 4,5
3	4,5…3,9
4	3,9…3,4
5	3,4…3,0
6	3,0…2,8
7	2.8…2,1
8	2,1…1,95
9	1,95…1,87
10	1,87…1,82
11	1,82… 1,78

АНТЕННА «ПОХОДЫ КРЕСТОНОСЦЕВ» — ШИРОКАЯ РАМОЧНАЯ АНТЕННА

Для полноценной реализации технических возможностей радиоприемника, работающего в условиях современного города, необходима высокоэффективная помехозащищенная антенна.

При наличии источников помех в ближней к радиоприемнику зоне наилучшей считается магнитная антенна, выполненная в виде экранированной рамки без заземления и экранированного фидера. Эффективность такой рамочной антенны определяется ее действующей высотой $h_д = \frac{2\pi SnQ}{\lambda}$, где S - площадь витка рамки, кв м, n – количество образованного индуктивностью рамки, λ – длина волны принимаемого сигнала м. Увеличения можно достигнуть различными способами, например, при достаточно большой площади рамки S = 1 кв.м и высокая действующая высота достигнута увеличением количества витков n = 7 –8 в (5) при малой S = 0,07 кв.м и n = 1 — повышением добротности до 30 – 40. В последнем случае потребуется дополнительная настройка контура антенны и согласование его с фидером. С авторской точки зрения представляет интерес рамочная антенна WA1 рис. 7.195, необходимая действующая высота которой достигнута значительным увеличением площади витка рамки (S = 7…10 кв.м и более) при n = =1 и Q =1.

В любительских условиях рекомендуется в качестве материала для изготовления экранированной рамки и фидера использовать коаксиальный кабель с волновым сопротивлением соответственно $\rho_А$ и $\rho_ф$. В этом случае, однако длина антенного кабеля может значительно превысить λ/4, поэтому кабель с обоих концов должен быть нагружен на активные сопротивления равные (или близкие), что обеспечит установление в нем режима бегущей волны.

Точно посредине антенного коаксиального кабеля на длине 10 мм удается экранная оплетка с сохранением изоляции внутреннего провода, что создает возможность наведения в нем магнитной составляющей поля токов различных частот, для которых обеспечивается режим бегущей волны. Для реализации такого режима, который особенно важно обеспечить на верхних частотах диапазона, может потребоваться включение компенсирующих элементов $R_{к1} = R_{к2} = \rho_А$ и $C_{к1} = C_{к1}$ = 25…100 пФ см. рис. 7.195. Наличие одинаковых, симметрично расположенных экранов обеспечивает слабую чувствительность антенны к электрическим полям источников помех в ближней зоне.

В фидере режим бегущей волны обеспечивается согласованной нагрузкой равной (близкой) $\rho_ф$, как со стороны антенны, так и со стороны приемника. Со стороны антенны согласование в широкой полосе частот достигается с помощью трансформатора с объемным витком ТОВ. Параметры его можно определить на основании формул, приведенных в (6). Так коэффициент трансформации $K = w1/w2 = \sqrt{2\rho_A/\rho_ф} = \sqrt{L1/L2}$, где $w1$ и $w2$ — количество витков I и II обмоток трансформатора см.. рис. 7.195, индуктивность обмотки II $L2 = \rho_ф / 4\pi f_н \sqrt{M_н^2 - 1}$ мкГн (на частоте $f_н$ при полной сборке ТОВ), где $f_н$ — нижняя граничная частота рабочего диапазона, МГЦ, $М_н$ — коэффициент частотных искажений по напряжению. На частоте $f_н$ он задается 1,1…1,3 , что соответствует дополнительному затуханию 0,8…2,3 дБ.

Одна из конструкций ТОВ описана в (7). Я предлагаю другой вариант ТОВ рис. 7.196, который не требует токарной обработки деталей, поскольку корпус трансформатора изготавливается из отрезков латунной трубы. До сборки следует тщательно отшлифовать поверхность стыков корпуса, крышек и экрана, поскольку от этого зависят потери в объемном витке Для уменьшения амплитудно-частотных искажений на верхних частотах рабочего диапазона из-за потерь и возможных. Резонансных явлений рекомендуется (6) использовать в качестве магнитопровода ферритовые кольца с наибольшим значением магнитной проницаемости $\mu_н$ и наименьшими потерями на высоких частотах (например 1000 НМЗ, 700 НМ), на частотах выше 0,5 МГц применять провод ЛЭШО с минимальным диаметром входящих в него жил, на ферритовый магнитопровод предварительно намотать слой лакоткани или фторопластовой ленты, а провода обмотки должны быть умещены в один слой, ограничиться минимально возможным количеством витков в обмотках, обеспечивающих заданный $М_н$ и К, фиксировать тородоидальные катушки в объемном витке минимальным количеством высокочастотного диэлектрика, обеспечить минимальные зазоры между обмотками тороиадальных катушек и деталями объемного витка, не допуская, однако резкого увеличения емкостных связей между ними, посеребрить латунные элементы объемного витка. После сборки ТОВ желательно измерить его амплитудно-частотную характеристику ослабления в рабочей полосе частот (при нагрузках равных 2 $\rho_А$ и $\rho_ф$) при необходимости внести соответствующие конструктивные изменения.



Рис. 7.195

Рис. 7.196

Со стороны приемника согласование с фидером в полосе каждого диапазона частот достигается с помощью соответствующего расчета входных устройств (8). Входное сопротивление приемника $Z_{пр}$ на частоте настройки должно быть активным и равным (близким) $\rho_ф$. Связные приемники и приемники любительской КВ связи обычно удовлетворяют этому требованию.

Входные устройства большинства радиовещательных приемников в диапазонах ДВ, СВ, КВ рассчитаны под стандартный эквивалент антенны, выполненный в виде Г или Т- образной наружной антенны с однопроводным снижением и заземлением. При использовании рассматриваемой рамочной антенны в подобных приемниках ее необходимо подключить через согласующий широкополосный усилитель (ламповый или транзисторный), входное сопротивление которого равно $\rho_ф$.

Коаксиальный кабель антенны с большой площадью витка можно разместить неподвижно в вертикальной плоскости в проеме лоджии или балкона. Диаграмма направленности такой рамки изображена на рис. 7.195б. Длина фидера ограничивается только вносимым затуханием для принимаемых сигналов. При использовании двух однотипных магнитных неподвижных антенн WA1, WA2, плоскости которых



взаимноперпендикулярны рис. 7.197а получается диаграмма направленности, изображенная на рис. 7.197б. При смене полярности подключения внутреннего провода одной из антенн WA1, например, с помощью контактов реже К1, управляемого по отдельному проводу. Диаграмма направленности изменяется см. рис. 7.197в. Таким образом, обеспечивается практически круговая диаграмма направленности.

Изготовлена антенна рис. 7.197а из кабеля РК 75-4-15, периметр рамки 11 м (S = 7,5 кв.м) Фидер выполнен из кабеля той же марки длина его 15 м.

ТОВ выполнен из латуни см. рис. 7.196, катушка намотана на торроидальных магнитопроводах из феррита М3000НМ (К 17,5 x 8,2 x 5), обмотка II содержит 10, а I – 14 витков медного провода диаметром 0,5 мм в полихлорвиниловой изоляции (из кабеля связи)

До сборки ТОВ индуктивности его обмоток I и II равны соответственно 306 и 147 мкГ, а после сборки — 147 и 76 мкГ (на частоте 1 кгЦ), переключатели WA1 — МТЗ, А2 – КМ2-1

Амплитудно-частотная характеристика затухания приведена в табл. 7-25

Рис. 7.197

ТАБЛИЦА 7-25

МГц	0,05	0,1	0.15	0,3	0,7	1,2	2,4	4,0	6,0	8,0	10,0	14,0	18,0	22,0
ДБ	8,0	4,0	2,2	1,1	1,6	0,4	0,7	1,6	2,2	3,0	3,8	5,6	7,4	9,2

Антенна установлена в лоджии третьего этажа панельного дома, испытана совместно с радиоприемником ИШИМ 003-1, работающим в диапазоне 0,15...18 МГц. Приемник обеспечивал уверенный прием радиостанций (контроль по индикатору настройки), расположенных и вне диаграммы направленности антенны из-за наличия отраженных сигналов от соседних зданий, причем этот эффект в большей степени проявлялся при приеме сигналов коротковолновых станций. Антенна обеспечивала также нормальный прием радиовещательных станций в УКВ диапазоне на расстоянии 7 км от передатчика при полном закрытии трассы высотными зданиями при использовании ослабления 1: 30.

Богдан Дякив

Андрей Дякив

37°

24°

α

α

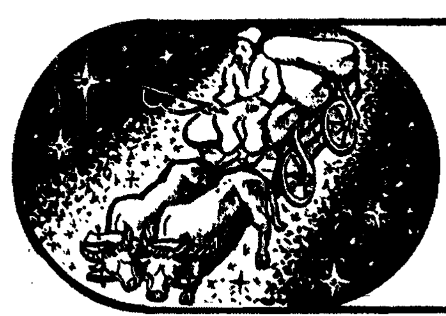
24°

$1/\sin\alpha$

37°

90°

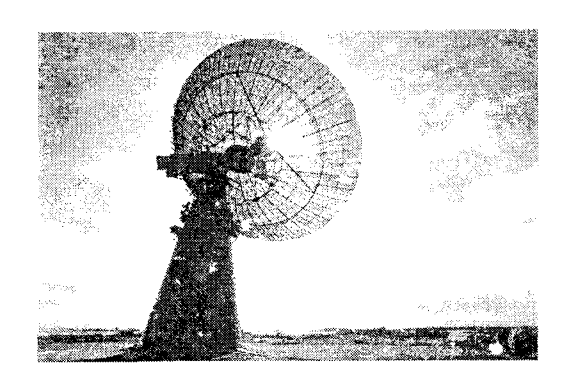
КВ антенны



СЕРИЯ

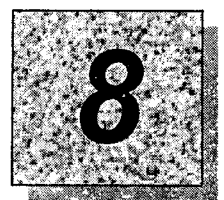






ПРОВОЛОЧНЫЕ АНТЕННЫ





СОДЕРЖАНИЕ стр.



АНТЕННЫ В ВИДЕ ДЛИННОГО ПРОВОДА (ГАРМОНИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ)

Гармонические антенны — это линейные антенны, длина которых кратна некоторому числу n полуволн. Простейшей гармонической антенной является полуволновый диполь для которого $n=1$.

Ранее уже говорилось о том, что физическая и электрическая длинна антенн отличаются друг от друга. Резонансная длина гармонической антенны

$$l=\frac{150(n+k-1)}{f} \qquad (8.1)$$

где l — длина антенны, м;
n — число полуволн (n=1,2,3...);
k — коэффициент укорочения, зависящий от отношения (см. график на рис. 2.80);
f — резонансная частота, МГц.

Так как частоты, выделенные радиолюбителям для связи, представляют собой гармонический ряд 1:2:4:6:8, то гармоническая антенная, сконструированная для работы на низшей частоте радиолюбительского диапазона, оказывается практически настроенной в резонанс и для высших частот рис. 5.3. Принимая во внимание значения коэффициента укорочения k = 0,95, получим значения резонансных частот гармонической антенны.

Из-за эффекта укорочения нельзя добиться полного совпадения резонансной полосы антенны и полосы радиолюбительского диапазона для всех n. Поэтому в диапазонах 3, 5, 7,0 МГц длина антенны несколько больше резонансной, а в диапазоне 21 МГц и 28 МГц — меньше рис. 5,4.

В радиолюбительской коротковолновой связи в качестве передающей антенны используется «длинный провод». Выражение — антенна в виде длинного провода — означает, что длина провода больше, чем длина рабочей волны, и, следовательно, антенна возбуждается на гармониках ее собственной длины волны. Рассмотрим подробнее свойства и конструктивные особенности антенны в виде длинного провода.

Сооружение антенны в виде длинного провода достаточно просто и не требует больших затрат, но сама антенна занимает много места, так как пропорционально длине антенны увеличивается ее эффективность. При соответствующем подборе размеров антенны в виде фидера антенна может служить в качестве коротковолновой широкодиапазонной антенны,

Необходимая длина антенны в виде длинного провода определяется по формуле

$$l=\frac{150(n-0{,}05)}{f} \qquad (8.2)$$

где l — искомая длина, м;
n — число полуволн рабочей волны;
f — рабочая частота, МГц,

Из диаграммы направленности полуволнового вибратора рис. 1.9 видно, что максимум излучения направлен перпендикулярно оси антенны.

С увеличением длины антенны направление основного лепестка диаграммы направленности все больше и больше приближается к оси антенны. Одновременно увеличивается и интенсивность излучения в направлении основного лепестка. На рис. 8.1, 8.2 изображены диаграммы направленности антенн, имеющих различную длину.

Особенно заметно, что с увеличением длины антенн появляются боковые лепестки. Такая многолепестковость диаграммы направленности не является существенным недостатком антенн в виде длинного провода, так как они все же сохраняют более или менее удовлетворительную круговую диаграмму направленности, дающую возможность устанавливать связь почти во всех направлениях. Кроме того, в направлении основного излучения достигается значительное усиление, которое увеличивается по мере увеличения длины антенны. Характерной чертой этих антенн, особенно полезной для связей на большие расстояния, является то, что они имеют небольшие вертикальные углы излучения.

На рис. 8.3 приведен график, по которому можно определить теоретическое усиление антенны в децибелах (кривая I), угол между направлением основного излучения и плоскостью подвеса антенны (кривая II), а также сопротивление излучение антенны, отнесенное к току в пучности (кривая III).

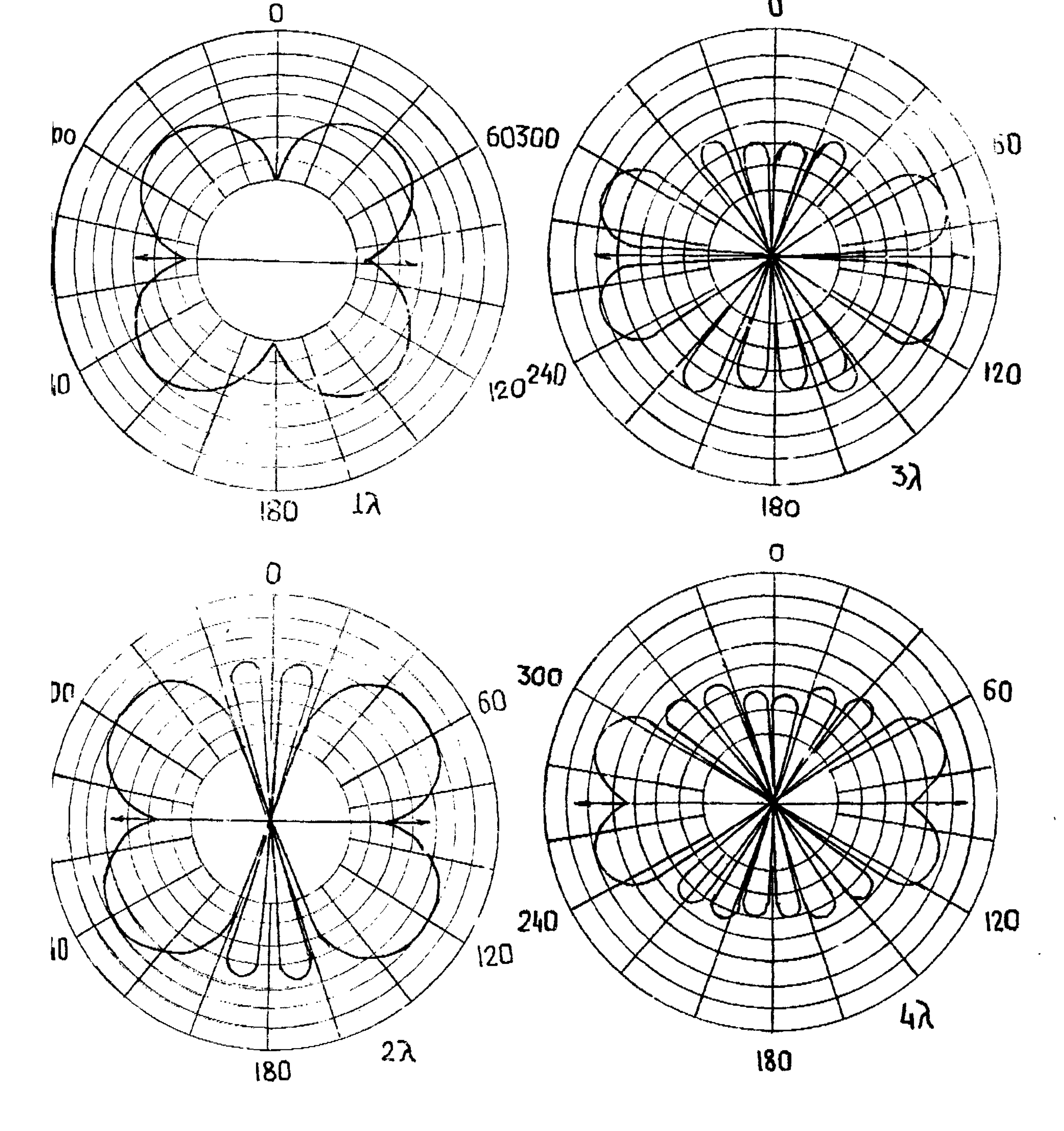


Рис. 8.1

ПРИМЕР. Требуется рассчитать и изготовить антенну для любительского диапазона 20 м. Местные ловия дают возможность подвесить провод длиной 85 м в направлении восток — запад.

Нужно определить: а) необходимую длину провода для 4λ антенны, б) ожидаемое усиление антенны іаправлении максимума основного лепестка, в) сопротивление излучения и направление максимума новного лепестка.

Длина провода определяется по формуле

$$l = \frac{150(n - 0{,}05)}{f(МГц)}$$

Так как на 4λ антенне может разместиться 8 полуволн, то n=8

Средняя частота 20-м диапазона 14,1 МГц

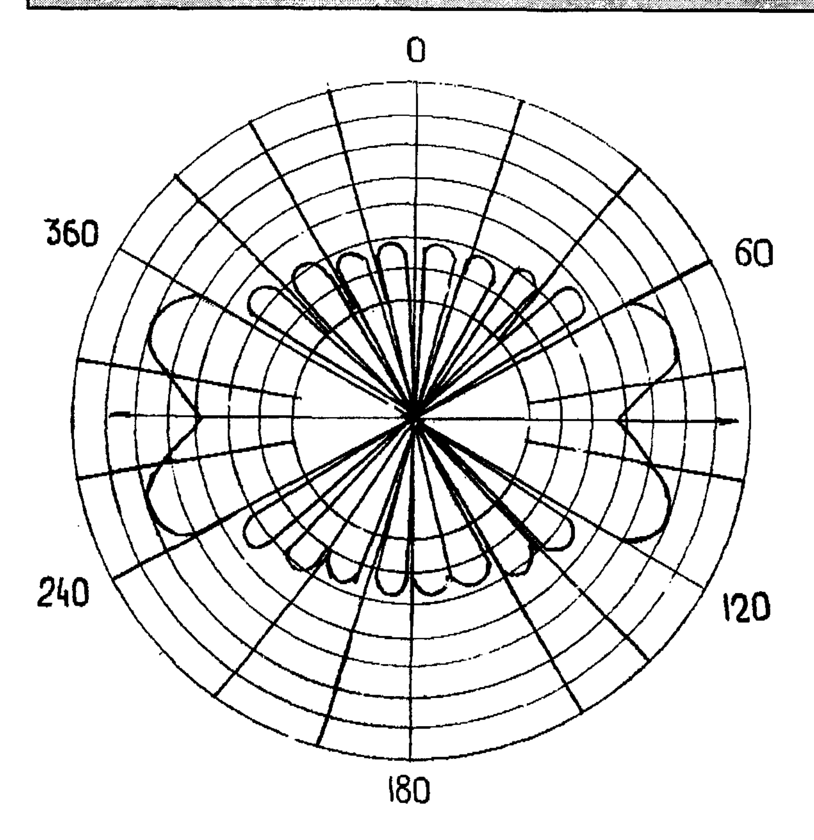


Рис. 8.2

Направление максимума по отношению к плоскости антенны

90°
50°
0°

Усиление, дб

9 8 7 6 5 4 3 2 1 0

Сопротивление излучения, ом

60 100 150 200 240

I
II
III

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11

Длина вибратора, λ

Рис. 8.3

$$l[м] = \frac{150(8-0{,}05)}{14{,}1} = \frac{1192{,}5}{14{,}1} = 84{,}57$$

Таким образом, длина провода составляет 84,57 м

Из рис 8.3 находим, что при длине антенны 4λ (точка пересечения с кривой I) следует ожидать усиления антенны в направлении максимума основного лепестка около 3 дБ.

Сопротивление излучения при этом 130 Ом (кривая II), а угол между направлением основного лепестка диаграммы направленности и плоскостью подвеса антенны (кривая III) равен 26°.

Так как антенна подвешена в направлении восток — запад, что соответствует 270°, то, как видно из рассмотрения рис.8.1, основные максимумы диаграммы направленности имеют следующие направления

270 + 26 = 296°

270 - 26 = 244°

90 + 26 = 116°

90 - 26 = 64°

Определив направления основного излучения, можно по карте мира в конической равноугольной проекции найти те районы, с которыми может быть устойчивая связь при использовании рассмотренной выше антенны.

Диаграммы направленности рис.8.1, рис. 8.2 представляют собой идеализированные теоретические диаграммы и на практике всегда претерпевают некоторые изменения. Например, заметная деформация диаграммы направленности имеет место, когда вибратор возбуждается на одном из его концов, т.е. питание антенны несимметричное.

Для наглядности на рис. 8.4 приведена диаграмма направленности 2λ антенны в виде длинного провода в горизонтальной плоскости при симметричном и несимметричном питании. При возбуждении антенны на одном из ее концов (диаграмма изображена штриховой линией) диаграмма направленности

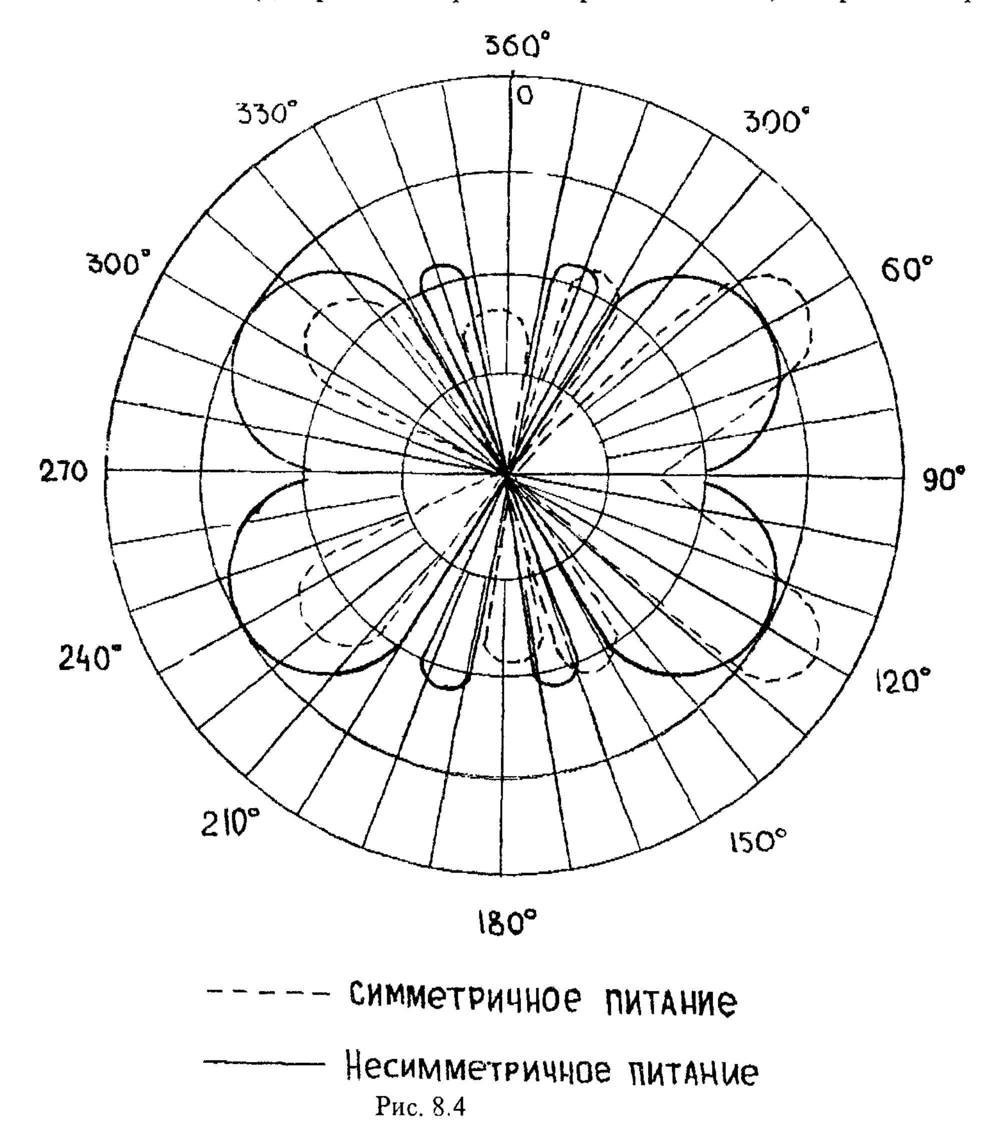


Рис. 8.4

также становится несимметричной, причем максимум излучения перемещается в направлении открытого конца антенны, а лепестки излучения, находящиеся в направлении конца антенны, с которого производится возбуждение антенны, ослабляются. Подобная деформация диаграммы направленности возникает во всех антеннах с несимметричным питанием. Следовательно, антенна в виде длинного провода дает основное излучение в направлении открытого конца. Дальнейшая деформация диаграммы направленности происходит в случае, если антенна либо наклонена по отношению к земле, либо расположена над наклонным участком. Если открытый конец антенны наклонен или же антенна подвешена над наклонной поверхностью рис.8.5, то в направлении, указанном на рисунке стрелкой, в любительских коротковолновых диапазонах могут быть установлены дальние связи.

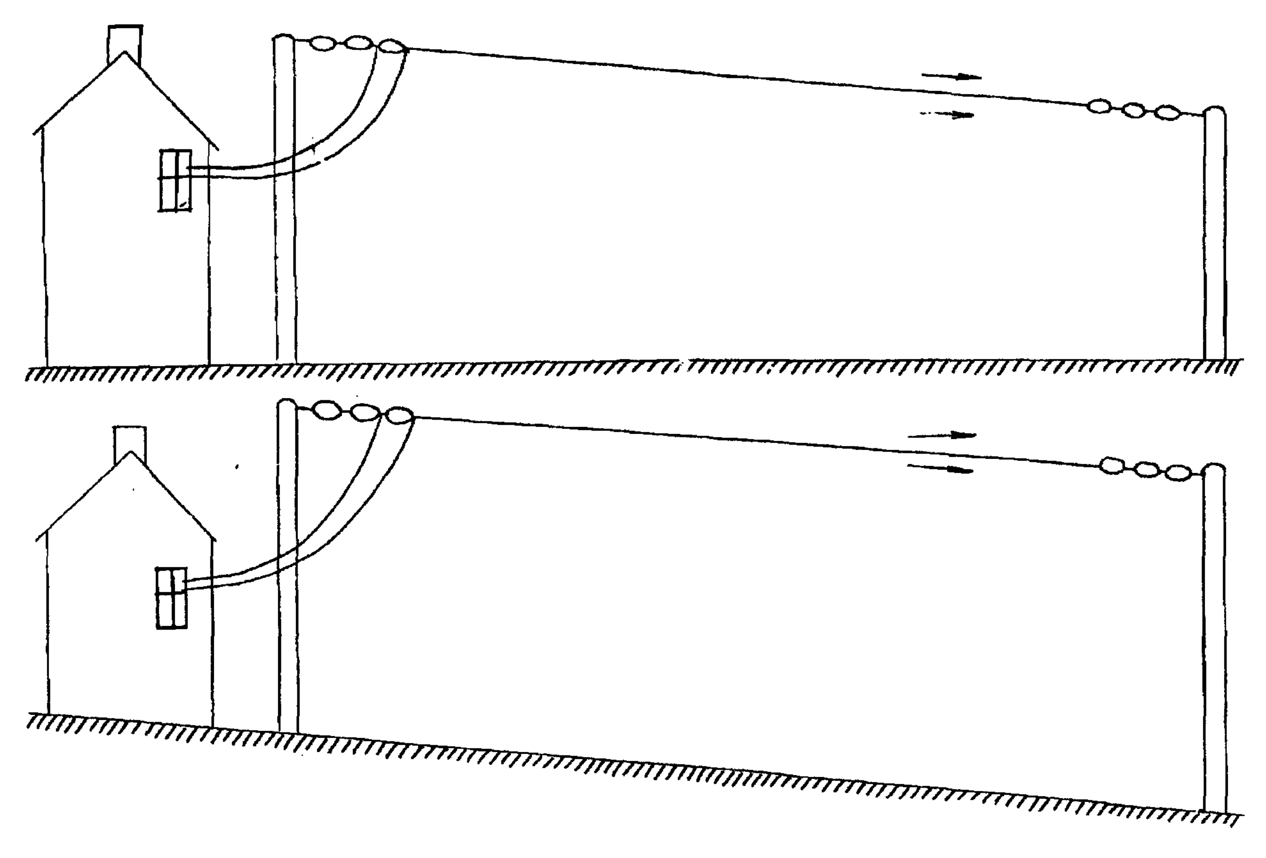


Рис. 8.6

При установлении связей на больших расстояниях особое значение имеет направление основного лепестка диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости. Как уже упоминалось, для дальних связей особенно благоприятным является «плоское» излучение, т.е. небольшие вертикальные углы излучения. В частности, для каждого из любительских диапазонов наиболее благоприятные средние углы вертикального излучения составляют 80 м диапазон — 60°, 40 м — 30°, 20 м — 15°, 15 м — 12°, 10 м — 9°.

Антенны в виде длинного провода имеют пологие углы вертикального излучения в случае большой высоты подвеса провода. Например, при высоте подвеса, равной 2λ вертикальный угол излучения составляет 10°, а при высоте 0,5λ — около 35°. При меньших высотах подвеса антенны уменьшение вертикального угла излучения и, следовательно, увеличение возможности дальних связей может быть достигнуто, как уже отмечалось выше, за счет наклона вибратора.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АНТЕННЫ В ВИДЕ ДЛИННОГО ПРОВОДА В КАЧЕСТВЕ МНОГОДИАПАЗОННОЙ АНТЕННЫ

Самая простая из антенн коротковолнового диапазона L- образная антенна. По своему внешнему виду она мало чем отличается от радиовещательных антенн средневолнового диапазона рис.8.6. Ее общая длина l(до антенного зажима подсоединяемого устройства) должна составлять по меньшей мере λ/2. Эту антенну можно использовать как многодиапазонную, если она рассчитана как полуволновая антенна для диапазона 80 м. В этом случае антенна представляет собой для диапазона 40 м 1λ антенну, для 20 м — 2λ антенну, для 15 м — 3λ антенну и для 10 м диапазона — 4λ антенну.



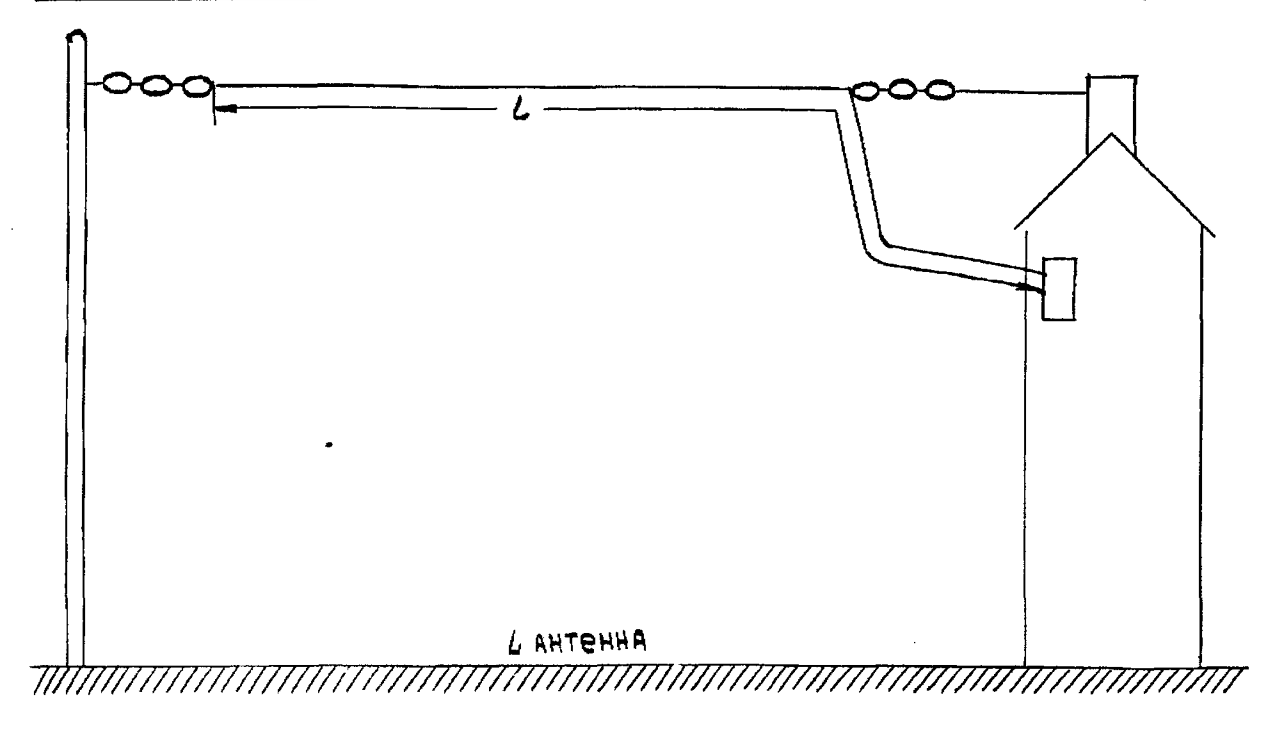


Рис. 8.6

К сожалению, сказанное выше не совсем верно. Когда по формуле

$$l[м] = \frac{150(n-0{,}05)}{f[МГц]}$$

определяется длина полуволновой антенны для f= 3500 КГц, то имеем:

$$l[м] = \frac{150(n-0{,}05)}{f[МГц]} = \frac{150\cdot 0{,}05}{3{,}5} = 40{,}71 м$$

Однако полуволновая антенна для частоты 7 МГц по той же формуле должна иметь длину

$$l[м] = \frac{150\cdot 1{,}95}{7} = 41{,}78 м$$

Таким образом, полуволновая антенна короче требуемого значения более чем на 1 м.

Из проводимого ниже сравнения табл. 8.1 видно, что полуволновая антенна, рассчитанная для 3500 КГц, в случае использования ее на высших гармониках расчетной частоты, соответствующих любительским диапазонам, в каждом случае короче необходимого значения табл. 8-1.

ТАБЛИЦА 8-1

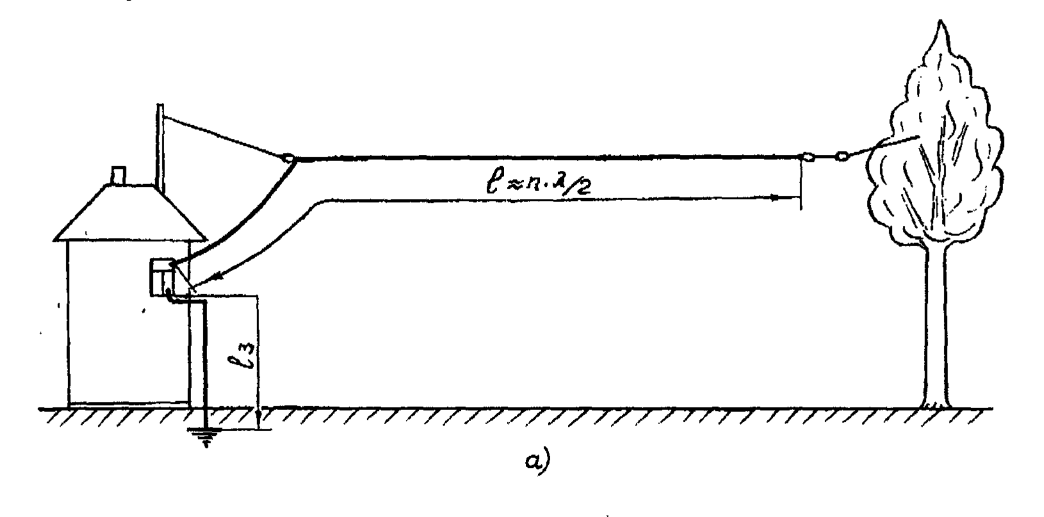
Резонансная частота	Длина антенны, м
3500 (0,5λ)	40,71
7000 (1,0λ)	41,78
14000 (2,0λ)	42,32
21000 (3,0λ)	42,50
28000 (4,0λ)	42,6

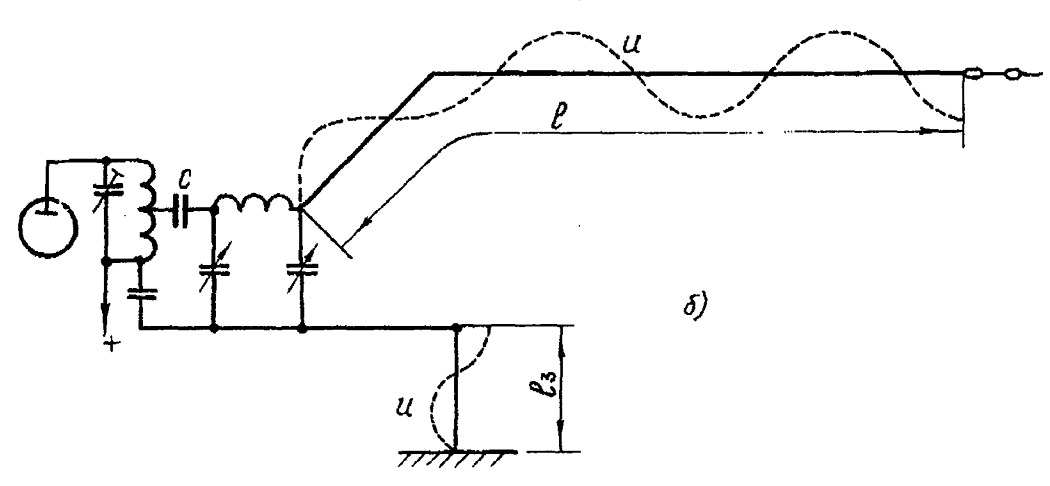
Для улучшения параметров антенны используют заземление антенны и согласование ее с кабелем Z_0 = 50...75 Ом. Согласование возможно лишь в случае, когда $R_A \geq Z_0$.

ПРОСТЫЕ МНОГОДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ

Антенна L-типа. Антенна L–типа является простейшей антенной. Она состоит из провода и двух изоляторов и имеет две точки подвеса (например , дерево, печная труба и пр.) рис. 8.7 а. Полная длина *l* антенны L-типа определяется расстоянием от антенных клемм передатчика до изолятора (на другом конце антенны). Антенна непосредственно подключена к передатчику. В диапазоне 80 м длина антенны равна 0,5λ, в диапазоне 40 м — 1λ, в диапазонах 20, 15, 10 м — 2λ, 3λ, 4λ. Соответственно. Эти данные являются приближенными. Более точные данные, полученные с помощью формулы 8.1, показывают, что для различных частот необходима различная физическая длина антенны, чтобы достичь резонанса:

3,5 МГц — $l_э$ = 0,5λ Соответствует *l* = 40,71 м
7,0 МГц — $l_э$ = 1,0λ Соответствует *l* = 41,78 м
14 МГц — $l_э$ = 2,0λ Соответствует *l* = 42,32 м
21 МГц — $l_э$ = 3,0λ Соответствует *l* = 42,50 м
28 МГц — $l_э$ = 4,0λ Соответствует *l* = 42,60 м





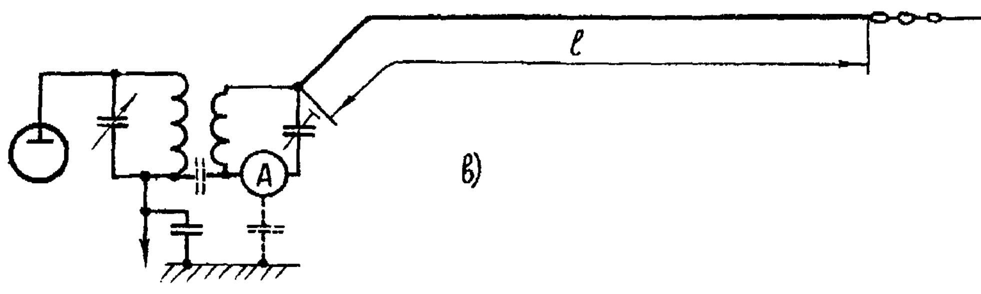


Рис. 8.7. Антенна L-типа:
а — способ установки; б — способ подключения к передатчику; в — вариант исполнения, называемый антенной Фукса

Если полуволновую антенну изготовить точно для диапазона 3,5 МГц, то окажется, что в остальных диапазонах она будет короче, чем требуется для резонанса. Это обстоятельство не очень мешает работе, когда антенна используется как приемная, но если она используется как передающая, то могут возникнуть определенные трудности из-за рассогласования. Учитывая сказанное, для антенн данного типа следует выбирать компромиссную длину: 41,83 м, или 83 м или 157 м.

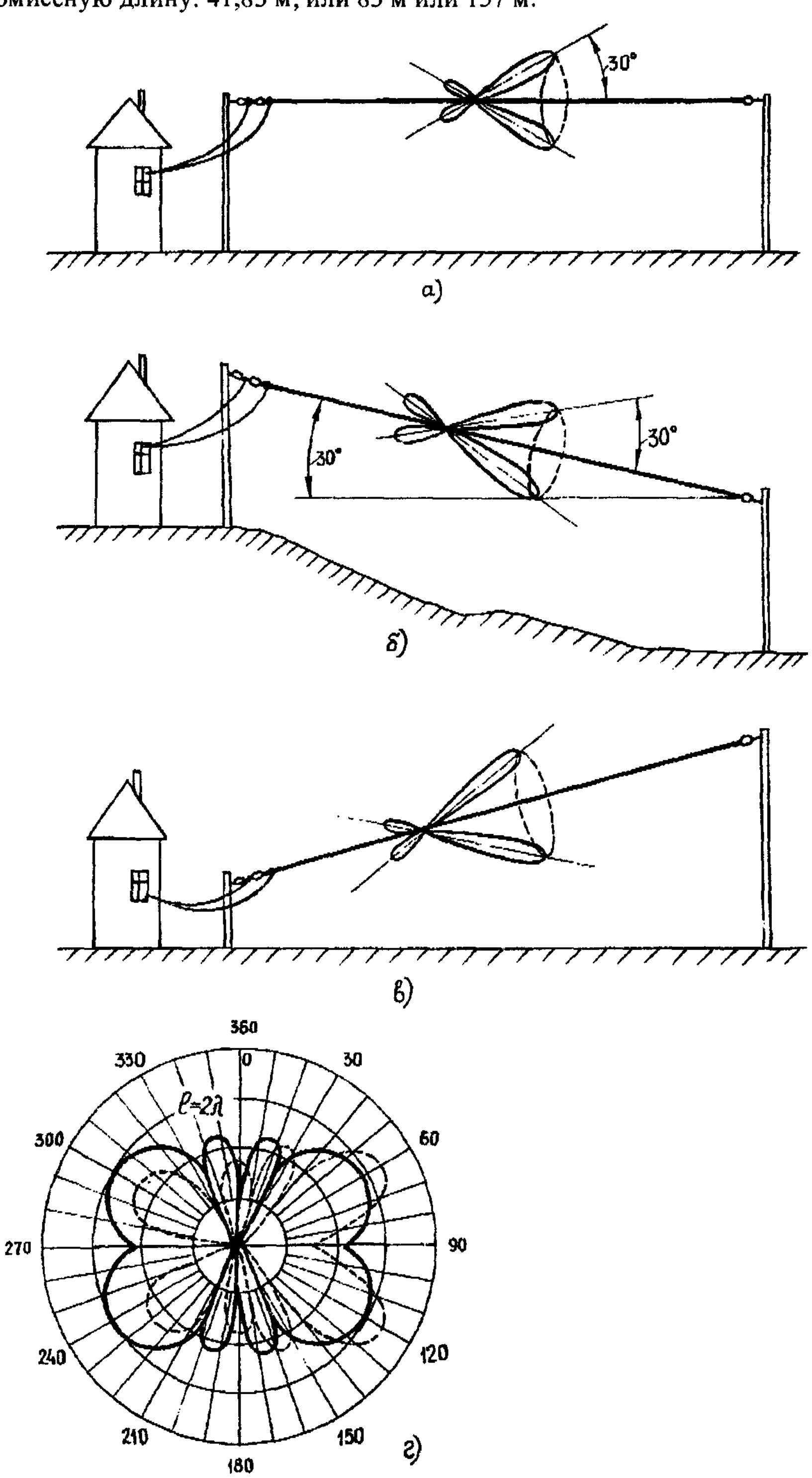


Рис. 8.8. Изменение ориентации главного лепестка диаграммы направленности асимметричной гармонической антенны при разичной ориентации антенны:

а, б, в — схемы расположения антенны;

г — влияние асимметричного питания на направленные свойства антенны в горизонтальной плоскости;

———— симметричное

— — — — асимметричное питание.

В простейшем случае антенна может быть подключена прямо к выходному резонансному контуру передатчика через разделительный конденсатор *С*, емкость которого численно равна длине волны (например, для диапазона 20 м С =20 Пф). Недостатком такого решения является возможность свободного проникновения гармоник передатчика в антенну. Исправить данную ситуацию можно путем применения обычного фильтра рис. 8.7б, который не только ослабляет высшие гармоники, но и компенсирует реактивное входно^ сопротивление антенны, которая находится несколько не в резонансе.

Ток передатчика попадает в антенну через систему фильтров π-типа. Одновременно (согласно закону Кирхгофа) через заземляющий провод длины $l_з$ ток протекает в землю. На этом проводе также образуется стоячая волна и в месте подключения передатчика к антенне может появиться пучность напряжения (см.рис. 8.7б) (может возникнуть парадоксальная ситуация, когда неоновая лампочка, поднесенная к корпусу передатчика, светится сильнее, чем на входе антенны). Эта причина может привести к нежелательным последствиям, в первую очередь — к возникновению помех в приемном устройстве. Кроме того, в рассматриваемом случае заземление является источником больших потерь. Но еще хуже, если передатчик не имеет хорошего заземления. В этом случае роль противовеса — заземления играет электрооборудование со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Антенна австрийского радиолюбителя Фукса представляла собой один из вариантов антенны *L*-типа. В то время система фильтров π°-типа еще не была известна, и антенна *L* -типа подключалась прямо к выходному контуру передатчика, что привело к сильной расстройке контура, а иногда и к его самовозбуждению. Фукс использовал индуктивное сопряжение с помощью резонансного контура с большим отношением *L/C* рис.8.7в. Те, кто заинтересуется этой антенной, могут воспользоваться сведениями, приведенными в табл.8-2.

ТАБЛИЦА 8-2

Выбор параметров антенны Фукса рис.8.7в

Диапазон, МГц:	С2,пФ	L2, мкГн	N	D, см	h, см
3,5	20	100	43	8	8
7	10	50	35	6	6
14	5	25	27	5	5
21	4	15	24	4	4
28	3	12	21	4	4

ПОЛУВОЛНОВАЯ АНТЕННА, ВОЗБУЖДАЕМАЯ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИЕЙ В ЛЕНТОЧНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ

На рис. 8.9 дано схематическое изображение полуволновой антенны, длина которой L рассчитывается по формуле 8.1 при условии, что $n = 1$. Например, для частоты $f = 14$ МГц, длина диполя составляет 10 м. Линию питания можно выполнить в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике. Для этих целей может быть использован двухпроводный шнур, предназначенный для питания электроприборов. Следует иметь ввиду, что такому проводу свойственны большие потери. Но данное обстоятельство в большой степени окупается простотой схемы согласования и доступностью приобретения провода. Ранее было показано, при каких условиях получается двухпроводная линия с волновым сопротивлением Zo= 60...100 Ом.

Входное сопротивление антенны такой конструкции во многом определяется высотой подвеса антенны над землей см. рис. 2.86. Возможность дополнительной подстройки антенны по согласованию достигается разведением концов линии питания на некоторый угол, что напоминает устройство дельта-трансформатора. Настройка антенны и лини питания обычно производится путем контролирования Кстu. Такая схема требует симметричного возбуждения линии питания, что достигается использованием или индуктивной связи с выходным каскадом передатчика или специальных симметрирующих устройств.

ДИПОЛЬ, ВОЗБУЖДАЕМЫЙ С ПОМОЩЬЮ КОАКСИАЛЬНОГО КАБЕЛЯ

Такая схема — одно из простейших и хороших решений рис. 8.9б. Появляющаяся в данной антенне асимметрия не является очень критическим обстоятельством при условии, что в ближайшей округе

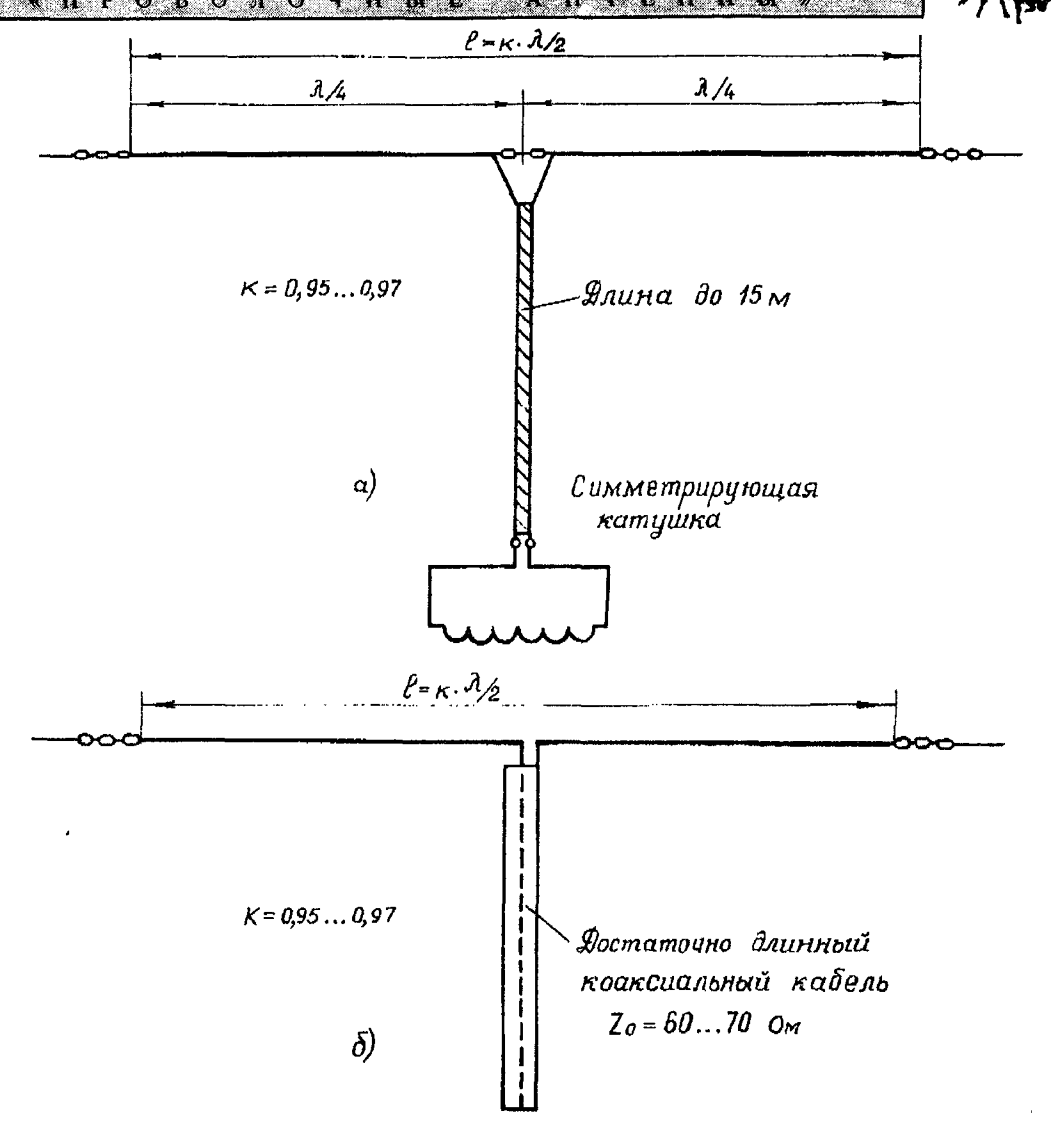


Рис. 8.9. Схемы питания простых полуволновых диполей:

а — симметричная с использованием двухпроводной линии в ленточном диэлектрике;
б — асимметричная с помощью коаксиального кабеля.

отсутствуют чувствительные приемные устройства. Длина питающей линии не должна быть кратна $^{\lambda}/_4$, чтобы в линии отсутствовали резонансные явления, при которых возникает нежелательное излучение линии питания. Улучшения согласования в такой системе можно достичь, используя гамма-трансформатор.

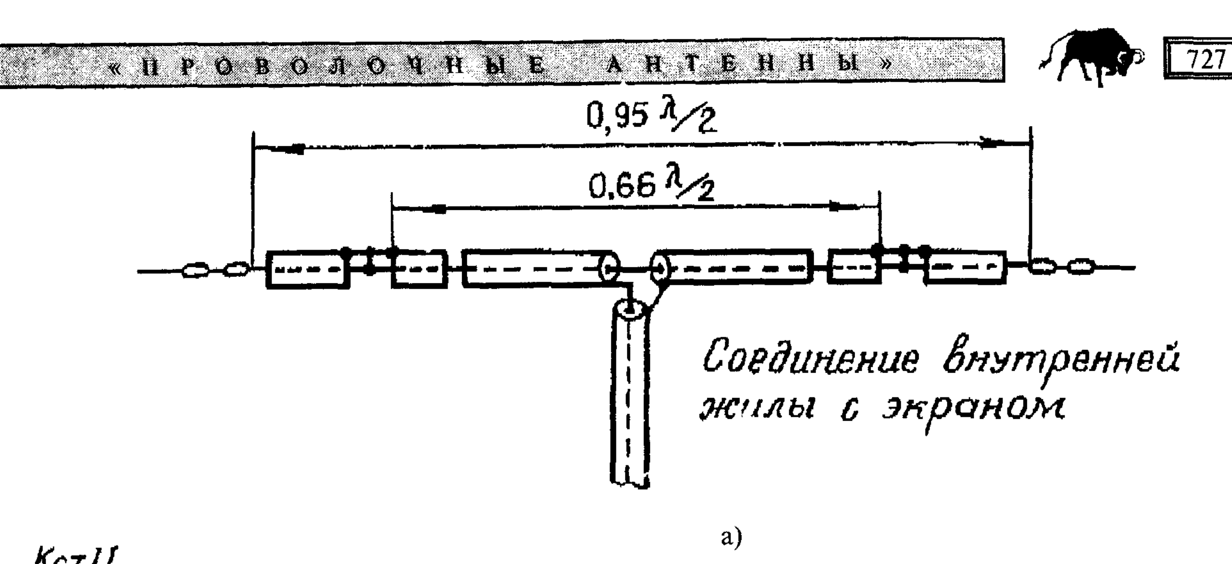
ПЕТЛЕВОЙ ДИПОЛЬ

В диапазонах КВ и УКВ можно использовать петлевой диполь рис. 8.10, который обладает значительной широкодиапазонностью (по сравнению с обычным диполем). Кроме того, этот тип антенны широко используют еще и потом у, что ее достаточно просто согласовать с линией питания, выполненной в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике (Zo=240...300Ом).Расстояние между параллельными проводами петлевого диполя составляет 20...30 см для частоты 3,5 МГц и 5...10 см для частоты 28 МГц. Коэффициент укорочения К=0,95.

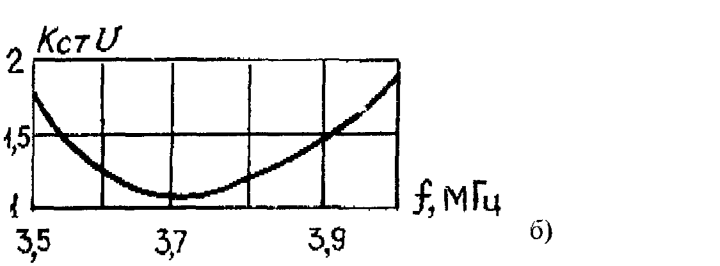
На рис. 8.10б и рис. 8.11а приведены варианты выполнения петлевого диполя с помощью соответственно ленточной двухпроводной линии и коаксиальной линии. В этих случаях длина петлевого диполя несколько изменяется и определяется параметрами диэлектрика, используемого в обоих вариантах конструкции. Антенну в варианте рис. 8.10б легко изготовить и, кроме того, легко транспортировать. Однако имеются вполне определенные трудности при креплении концов петлевого диполя к изоляторам несущих конструкций. Возможные схемные решения конструкций крепления приведены на рис. 8.11в -д.

Рис. 8.10. Петлевые антенны:

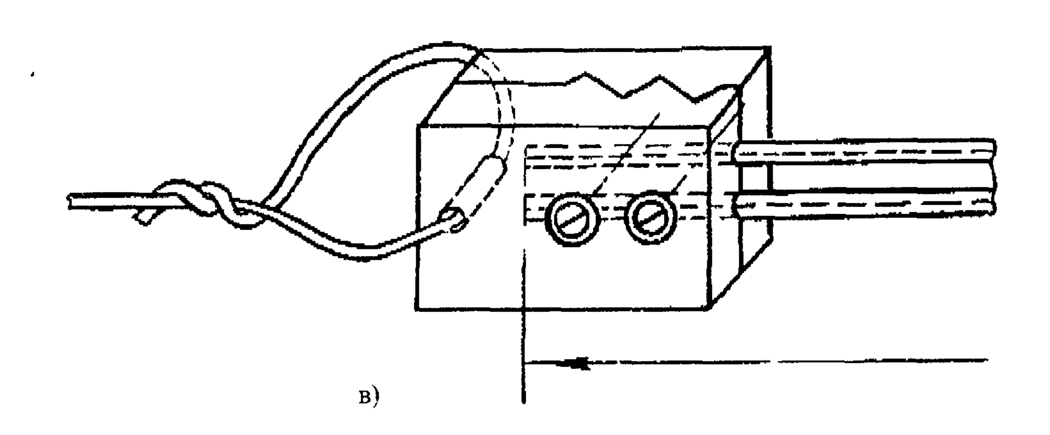
а — две схемы выполнения диполя из неизолированного провода; б — схема выполнения диполя из изолированного ленточного провода.



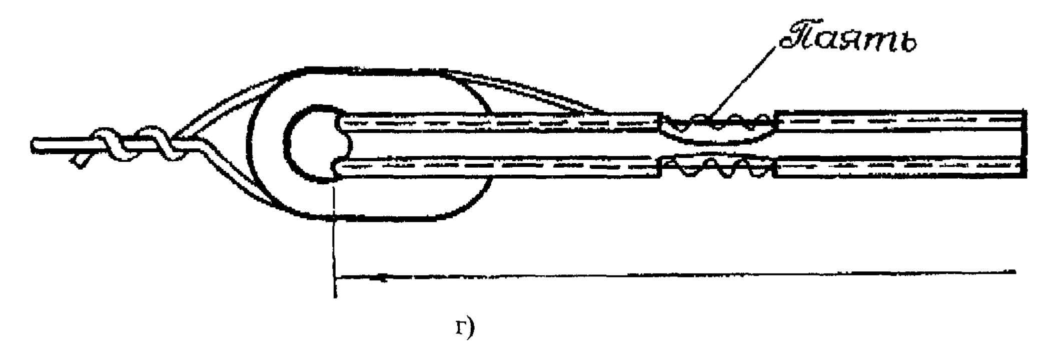
а)



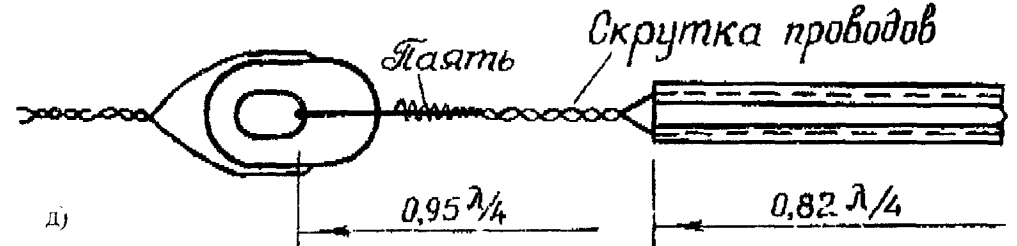
б)



в)



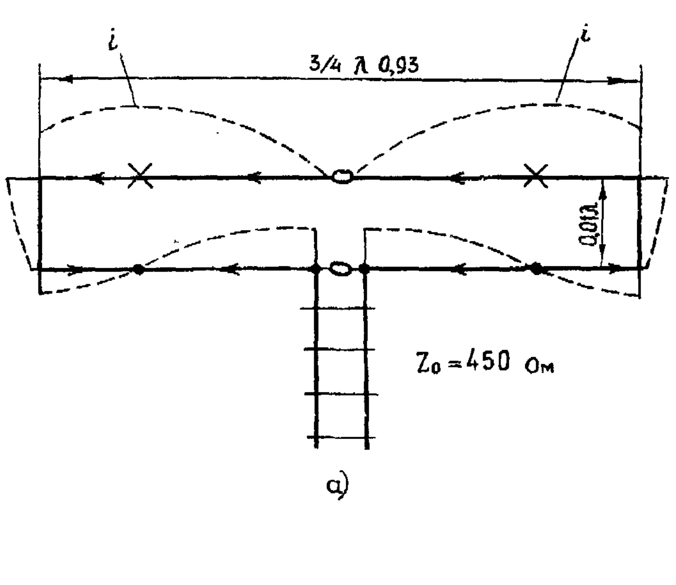
г)



д)

Рис. 8.11. Петлевые антенны:

а — схема выполнения диполя из коаксиальной линии; б — графики изменения КстV от частоты для антенн, выполненных по п. а; в-д — способы крепления проводов.



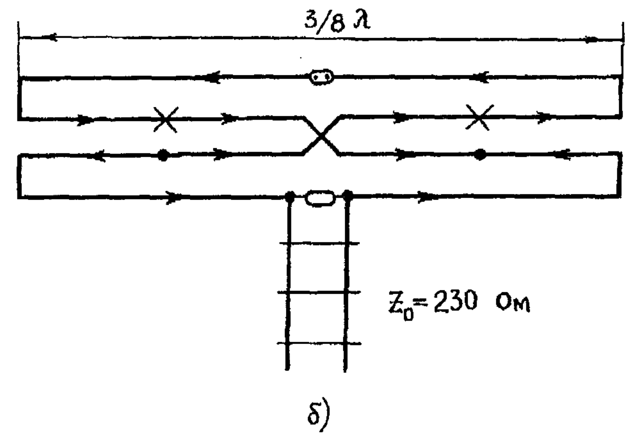


Рис. 8.12. Резонансные антенны:

а — укороченный диполь длиной λ/4 (для частоты 14,1 МГц l= 15 м); б — укороченный диполь длиной 3/8 λ (для частоты 14,1 МГц l= 7,5 м).

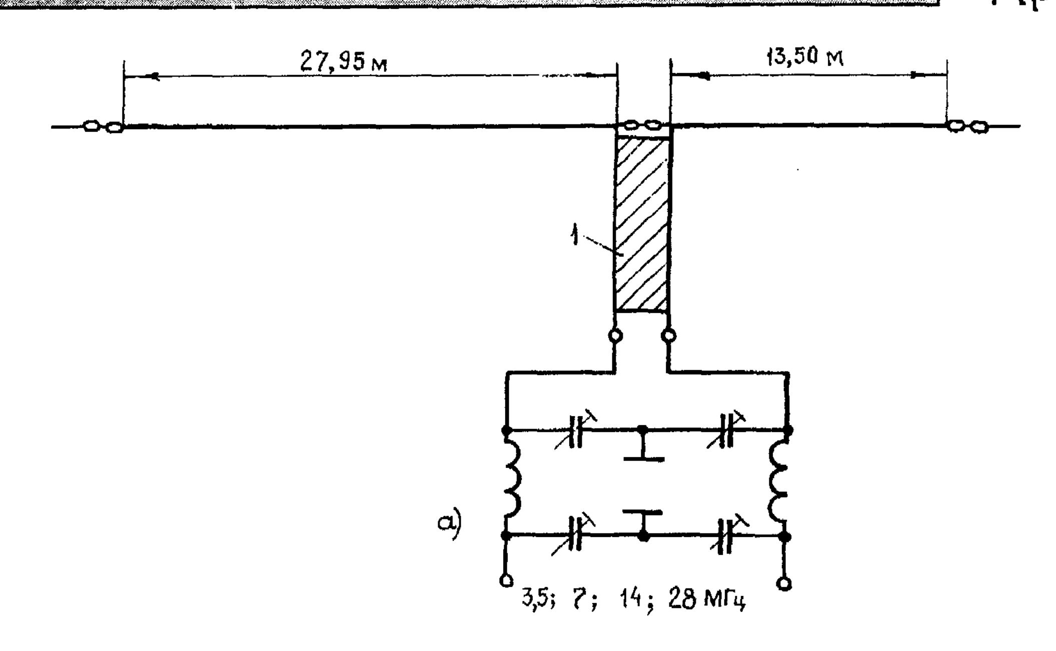
К рассматриваемой группе антенн можно отнести и антенну, изображенную на рис. 2.92, а также резонансные антенны, приведенные на рис. 8.12. Характеристики этих антенн очень схожи с характеристиками петлевого диполя. Конкретный выбор той или иной схемы и конструктивного выполнения антенны определяются местными условиями для ее размещения, а также возможностями изготовления. В заключение отметим, что КПД антенны, изображенной на рис. 8.10б, ниже чем у петлевого полуволнового диполя.

АСИММЕТРИЧНЫЙ ДИПОЛЬ

В качестве многодиапазонной используется антенна в виде асимметричного диполя рис. 8.13. Длина антенны, позволяющей осуществить работу в диапазонах 3,5; 7; 14; 28 МГц равен 41,5 м. Эта антенна имеет в перечисленных диапазонах входное сопротивление около 240 Ом (в диапазоне 21 МГц входное сопротивление равно 3000 Ом).

Для обеспечения работы в диапазоне 21 МГц можно применить четвертьволновый трансформатор с собственным волновым сопротивлением 450 Ом, что позволит получить хорошее согласование с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 70 Ом.. Однако надо иметь ввиду, что данная модификация ухудшает согласование в других диапазонах. Поэтому, как правило, в диапазоне 21 МГц эта антенна не используется.

В диапазонах 3,5; 7; 14; 28 Мгц данная схема имеет сравнительно неплохое согласование. Для улучшения согласования желательно применять передатчик с симметричным выходом и, кроме того,



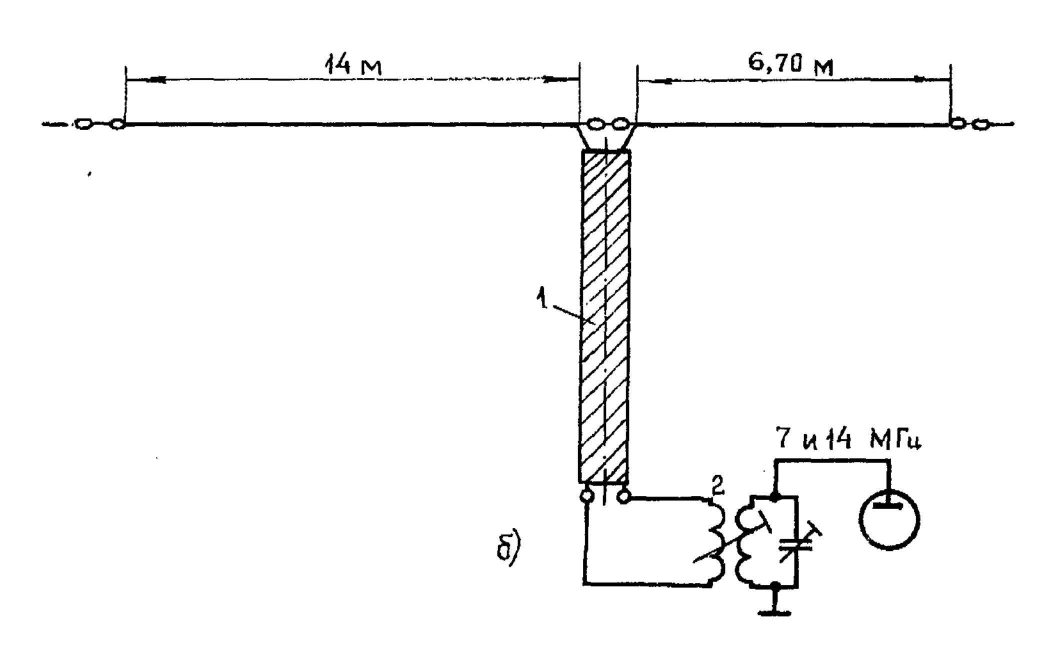


Рис. 8.13. Асимметричный диполь:

а — антенна длиной 42 м для диапазонов 3,5; 7; 14; 28 МГц; б — антенна длиной 21 м для диапазонов 7; 14; 28 МГц;

1 — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике, Z_0 = = 240...300 Ом; 2 — около трех витков.

иметь техническую возможность в незначительных пределах компенсировать реактивную составляющую сопротивления.

Укороченный вариант антенны рис. 8.13б хорошо работает в трех диапазонах 7; 14; 28 МГц. Эта антенна достаточно широко распространена. Антенна требует сравнительно небольшого пространства для своего размещения (около 21 м) и может быть возбуждена двухпроводной линией в ленточном диэлектрике. Сопряжение антенны с передатчиком можно выполнить либо по схеме, приведенной на рис 8.13б либо с помощью апериодического симметрирующего устройства, рассмотренного выше.

АНТЕННА «ПЯТИДИАПАЗОННЫЙ ДИПОЛЬ С ПОДСТРОЕЧНЫМ ШЛЕЙФОМ»

Поиски технического решения многодиапазонной антенны привели к разработке схемы пятидиапазонной дипольной антенны, в которой используется подстроечный шлейф рис. 8.14. Длина шлейфа

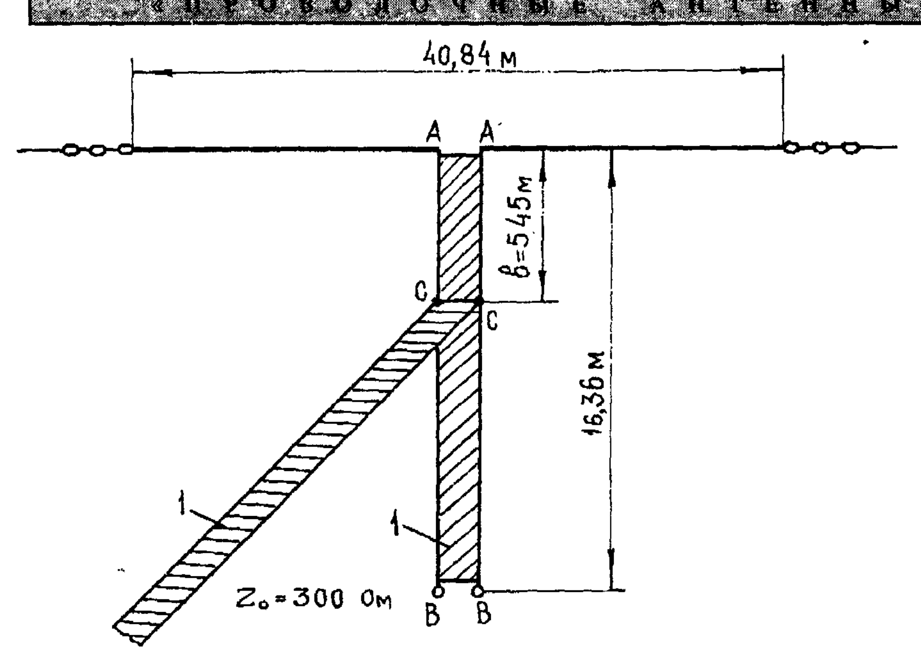


Рис. 8.14. Пятидапазонный диполь со шлейфом:

1 — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике.

равна λ/4 для диапазона 80 м. При использовании в качестве шлейфа двухпроводной воздушной линии с Zo=300 Ом его длина составляет 20 м. Если же в качестуеб шлейфа использовать двухпроводную линию в ленточном диєлектрике, то длина шлейфа составит 16,83 м (при К= 0,82) ил 16,36 м (при К = 0,80).

Входное сопротивление относительно точек С-С, отстоящих от зажимов А- А на расстоянии b, зависит как от длины отрезка b, так и от частоты. Для схемы, изображенной на рис. 8.12, у которой b = 6,9 м, получим что Rcc =240 Ом. Учитывая, что для двухпроводной воздушной линии К = 0,95, длина b = = 6,7 м, а для двухпроводной линии в ленточном диэлектрике К = 0,80 длина b = 5,45 м, определяем искомый параметр, зависящий от конкретного выполнения шлейфа.

В диапазоне 3,5 МГц выходное сопротивление антенны, пересчитанное в точки С - С, имеет малую величину, а в остальных диапазонах — большую (это соответствует схеме питания напряжения). Для диапазона 3,5 МГц длина шлейфа составляет λ/4, для диапазона 7 МГц — λ/2, для диапазона 14 МГц — λ, для диапазона 21 МГц — 3λ/2, а для диапазона 28 МГц — 2λ.

Ниже приведены данные о реализуемом коэффициенте стоячей волны для рассматриваемой антенны во всех пяти диапазонах:

1. 3,5 МГц — Кс тU = 1,8...4,0
2. 7 МГЦ — КстU =1,5
3. 14 МГц — КстU = 2,0
4. 21 МГц — КстU = 2,5
5. 28 МГц — КстU =3,0...1,2,...2,5

АНТЕННА «ДИАПАЗОННАЯ С ИЗМЕНЕНИЕМ ДЛИНЫ ПИТАЮЩЕЙ ЛИНИИ»

Ранее были выяснены причины изменения $Z_A = R_A + iX_A$ с изменением диапазона используемых частот. Входное сопротивление при резонансе антенны имеет только активную составляющую.

Такое условие можно осуществить только в одном диапазоне Если антенну возбуждать с помощью линии, имеющей Z_A, то в других диапазона $ZA > RA$ и получаем большую степень рассогласования антенны с линией питания. Вместо использования различных подстроечных систем в этом случае можно применить другой способ согласования, а именно изменить место подключения питания антенны, что на практике не вызывает больших трудностей.

Возможность применения такого способа согласования выясняется при рассмотрении рис. 8.15, на котором показаны распределения сопротивления R_A вдоль линии для различных частот радиолюбительских диапазонов. Шкала изменения R_A построена в логарифмическом масштабе и учитывает изменения R_A от 65 Ом до 3000Ом. Кроме того, на этих графиках криволинейные отрезки изменения R_A заменены прямыми, а коэффициент укорочения К равен 1.

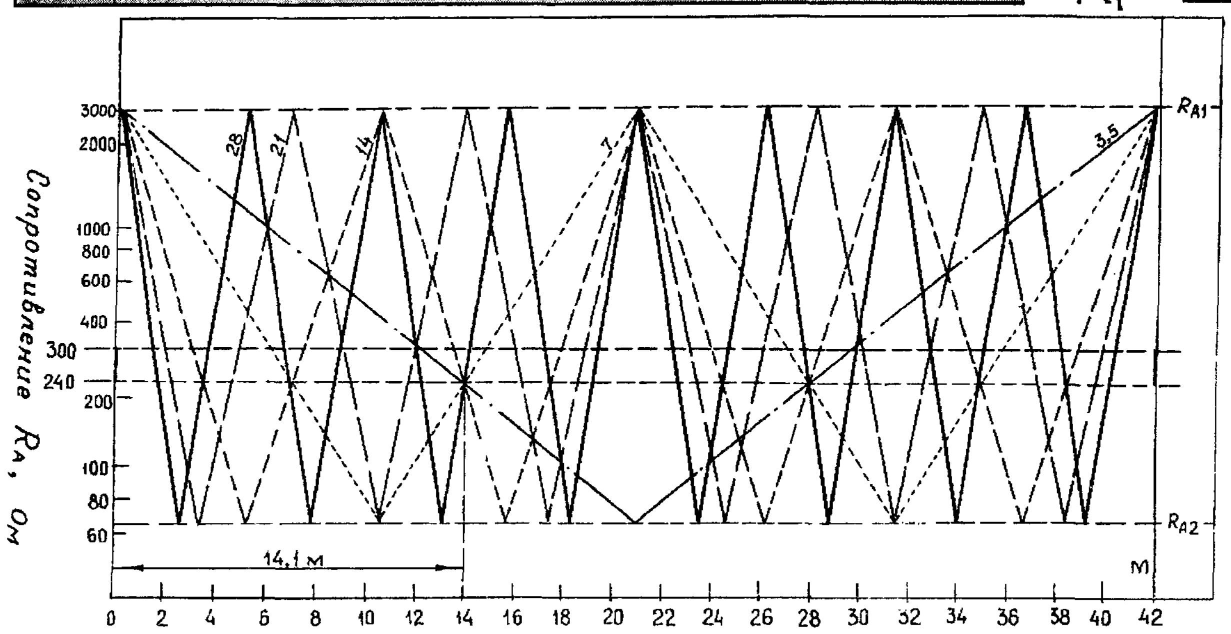


Рис. 8.15. Зависимость входного сопротивления антенны от расстояния точки питания до конца вибратора для пяти диапазонов частот:

—— 28,3 МГц; --------- 21,2 МГц; — — 14,15 МГц; · · · · · 7,07 МГц; —·—·— 3,54 МГц.

Размеры указаны для свободного пространства. Для $\lambda/d > 4000$ необходимо пересчитать геометрические размеры на электрические, учитывая что коэффициент укорочения К = 0,98.

Несмотря на упрощения, принятые при построении, графики изменения R_A достаточно точны для целей практики. Более точные значения R_A можно получить, пользуясь формулой

$$R_A = R_{A1} - R_{A2}\left[1 - \cos\left(360^\circ \frac{b}{\lambda}\right)\right] + R_0$$

где R_{A1} и R_{A2} — входное сопротивление, соответствующее узлам тока и напряжения соответственно;

R_0 — волновое сопротивление диполя;

b — расстояние от точки подключения питания до точки, соответствующей максимуму тока в антенне;

λ — длина волны.

Из графиков, приведенных на рис. 8.15 видно, что большинство пересечений линий изменения R_A для различных диапазонов и при различных длинах линии питания происходит в пределах ограниченных значениями 200 и 300 Ом.

ПРИМЕР. *ПРИ ДЛИНЕ ЛИНИИ ПИТАНИЯ 14,1 ГРАФИКИ ИЗМЕНЕНИЯ RA ДЛЯ ЧЕТЫРЕХ ДИАПАЗОНОВ* 3,5; 6; 14; 28 МГц пересекаются практически в одной точке, соответствующей RA = = 240 Ом, а для диапазона 21 МГц выбранная длина линии питания соответс твует максимальному значению RA. При длине линии питания 7 м совпадение значений RA (около 240 Ом) наблюдается для трех диапазонов 7;14;28 Мгц.

Если теперь волновое сопротивление линии питания, длина которой выбрана на основе совпадения RA для нескольких диапазонов, взять равным $Z_0 = R_A = 240$ Ом, то такая систем а (антенна — линия питания) будет работоспособна в нескольких диапазонах частот одновременно.

Надо иметь ввиду, что полного совпадения сопротивлений добиться будет достаточно сложно, так как в наших рассуждениях не принималось во внимание реальное значение коэффициента укорочения, а было принято К=1. Тем не менее практическим подбором длины линии питания, имеющей волновое сопротивление $Z_0 = 240....300$ Ом , можно добиться весьма хороших показателей согласования в нескольких частотных диапазонах.

АНТЕННА «ВИНДОМ»

Простейшая антенна рис. 8.16 известная под названием «виндом». Резонансная длина этого полуволнового вибратора определяется по формуле

$$l[м] = \frac{142500}{f[кГц]}$$

Характерным для рассматриваемой антенны является то, что питание происходит по однопроводной линии любой длины.

Волновое сопротивление этой линии в первую очередь зависит от диаметра провода, а также в некоторой степени определяется окружающей обстановкой (дома, деревья).

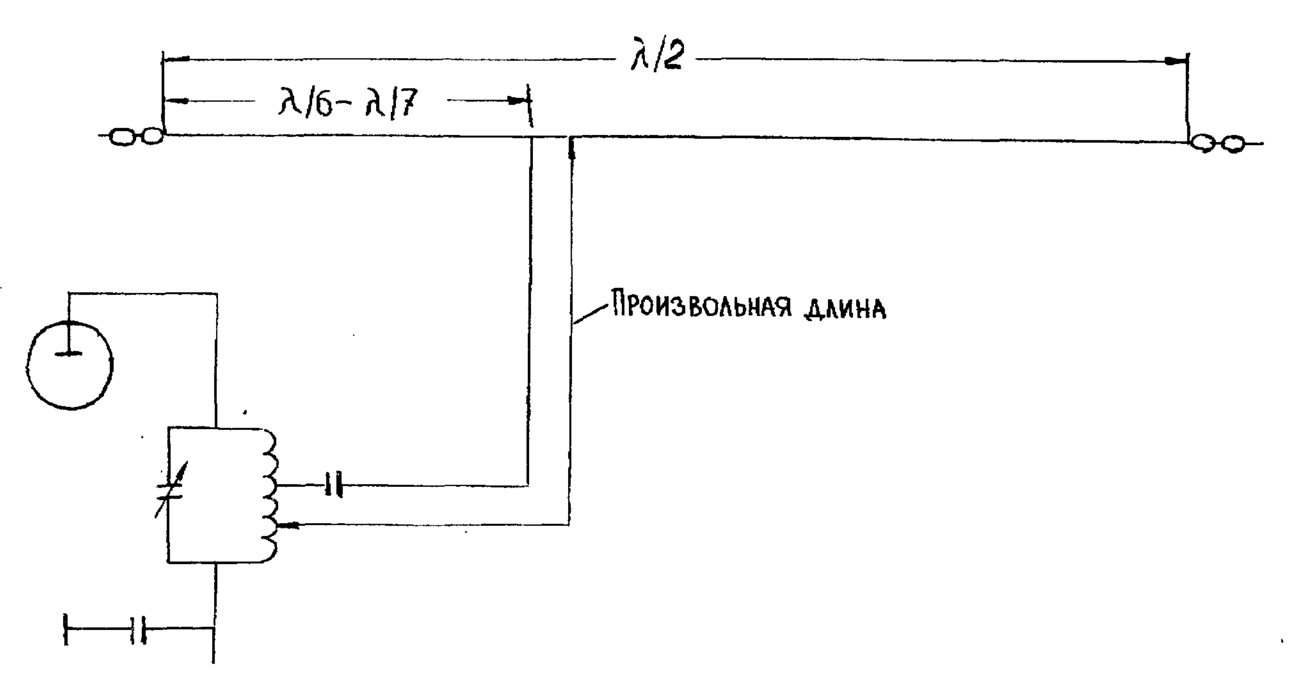


Рис. 8.16

При использовании провода диаметром около 1,5 мм волновое сопротивление линии равно приблизительно 600 Ом Необходимо подключить линию передачи к вибратору таким образом, чтобы она оказалась согласованной с входным сопротивлением антенны. Точка подключения линии передачи, где входное сопротивление антенны приблизительно 600 Ом, находится на расстоянии $^1/_6 - ^1/_7$ от конца провода и уточняется экспериментально. Простейший способ определения точки подключения линии передачи к антенне заключается в том, что линия передачи делается длиннее, чем это необходимо, по крайней мере на $^1/_4$ и этот отрезок линии располагается таким образом, чтобы вдоль него удобно было производить измерение протекающего по нему высокочастотного тока. Соответственным образом перемещая точку подключения добиваются того, чтобы высокочастотный ток имел одно и то же значение во всех точках измерения. Сама величина тока не имеет значения, и поэтому не следует стремиться получить максимальное значение тока. В том случае, когда по линии передачи протекает какой-то средний ток, имеющий постоянную величину вдоль нее, можно считать, что в линии нет стоячих волн, убрать $^1/_4$ отрезок и считать согласование однопроводной линии законченным.

Так как проводить измерение тока в нескольких точках не совсем удобно (это требует разрыва линии передачи), то можно измерять высокочастотное напряжение вдоль линии передачи с помощью высокочастотной головки лампового вольтметра, при этом не следует добиваться равенства напряжения во всех точках. Антенна «виндом» может быть связана с колебательным контуром оконечной ступени передатчика через емкость, подсоединенную к отводу от катушки индуктивности, но при таком виде связи происходит существенное излучение высших гармоник. Поэтому рекомендуется применять для связи антенны с контуром оконечной ступени или промежуточный контур рис. 8.17а или *П*-контур рис.8.17б. Как в случае емкостной связи, так и в случае подключения линии питания к промежуточному контуру следует выбирать точку подключения таким образом, чтобы обеспечивалось согласование волнового сопротивления линии питания, равного 600 Ом, с сопротивлением контура. Поэтому в первую очередь путем перемещения точки подключения к контуру или же настройкой *П*- контура добиваются отсутствия

стоячих волн в линии, а затем уже для точного согласования перемещают точку подключения линии к антенне, добиваясь устранения стоячих волн.

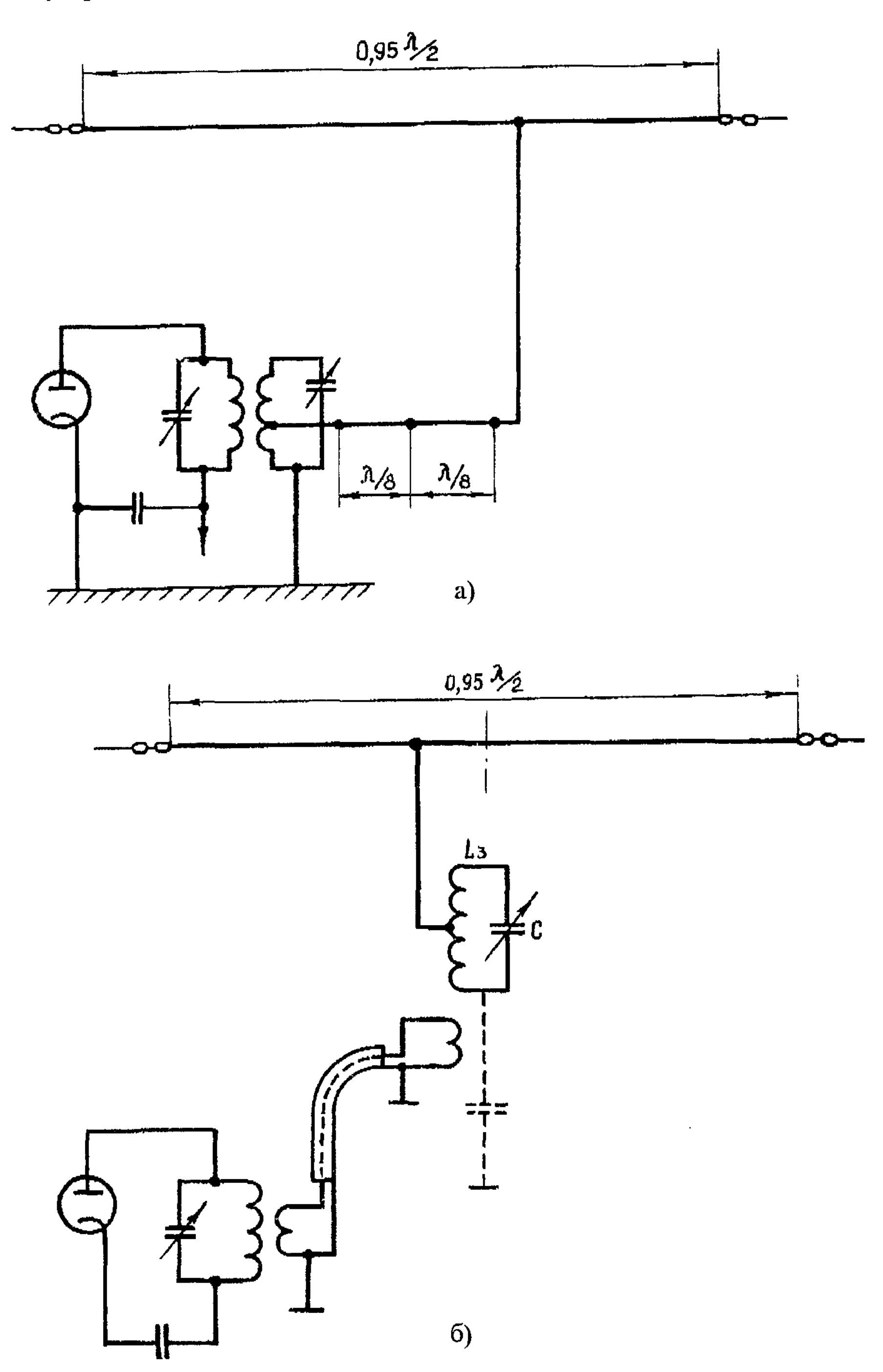
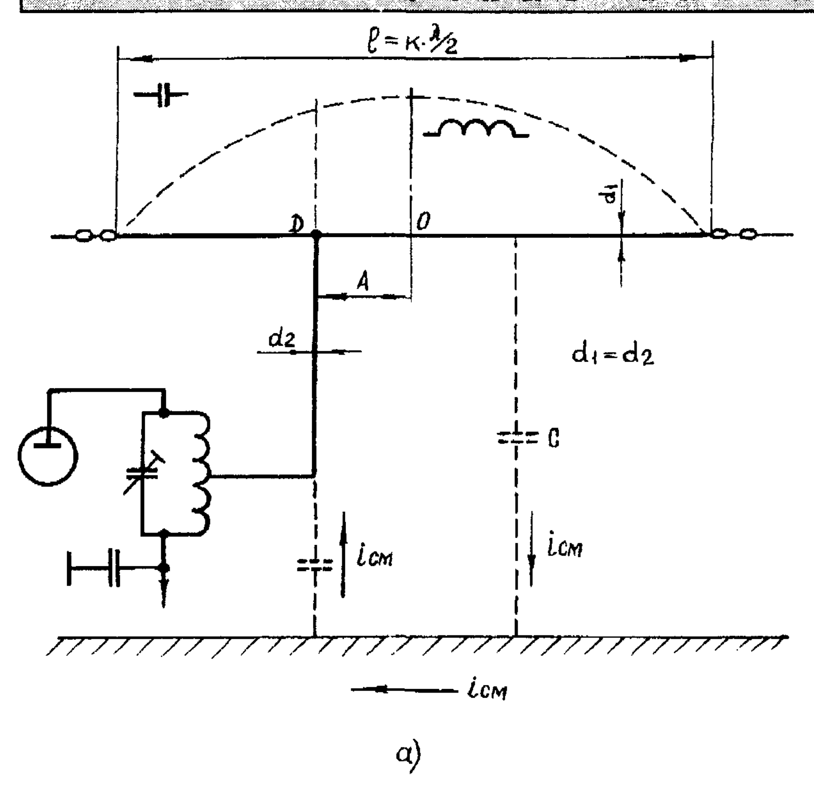


Рис. 8.17. Антенна Виндома: а, б — способы питания антенны.

Рассмотренные выше антенны «виндом» в основном применяются в тех случаях , когда передатчик находится в непосредственной близости от передающей антенны. В случае, если требуется провести линию питания через комнату и вообще когда требуется большая протяженность линии передачи, для того чтобы не происходило изменения волнового сопротивления линии рис.8.18б, используется коаксиальный кабель (C и L_3 имеют такие же параметры, что и антенна с промежуточным контуром, $L_2 = L_4$ (3 витка), диаметр катушки 30 мм, L_2 с L_1 и L_4 с L_3 имеют сильную индуктивную связь.

Антенна «Виндом» в основном применяется как однодиапазонная: но одним из радиолюбителей была предложена многодиапазонная антенна «виндом». У такой антенны диаметр провода линии передачи меньше, чем диаметр провода антенны: например, если провод, из которого сделана антенна, имеет диаметр 2 мм, то линия передачи 1 мм (отношение диаметров 2:1). На рис. 8.19а изображена такая



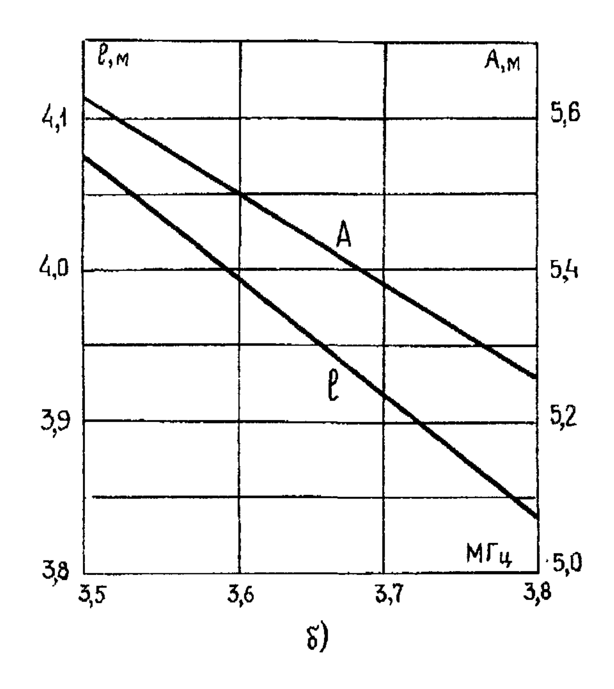


Рис. 8.18. Антенна Виндома:

а — схема, поясняющая принцип работы антенны; б — график для выбора длины антенны и положения точки подключения питания (А — расстояние от центра антенны до этой точки) в зависимости от частоты.

компромиссная антенна «виндом» со всеми необходимыми размерами. Эта антенна может применяться на всех любительских диапазонах, но следует учитывать некоторую неточность согласования.

Многодиапазонная антенна «виндом» в диапазоне 80 м работает как полуволновый вибратор, в 40-м диапазоне — как волновый вибратор, в диапазоне 20 м по длине вибратора умещается 2 длины волны, в 15-м диапазоне — 3 длины волны и в диапазоне 10 м — 4 длины волны.

Автор этой антенны Л. Виндом рассмотрел возможность возбуждения вибратора однопроводной линией, точнее, отыскал на вибраторе точку D, в которой входное сопротивление равно волновому сопротивлению однопроводной линии рис 8.18а.

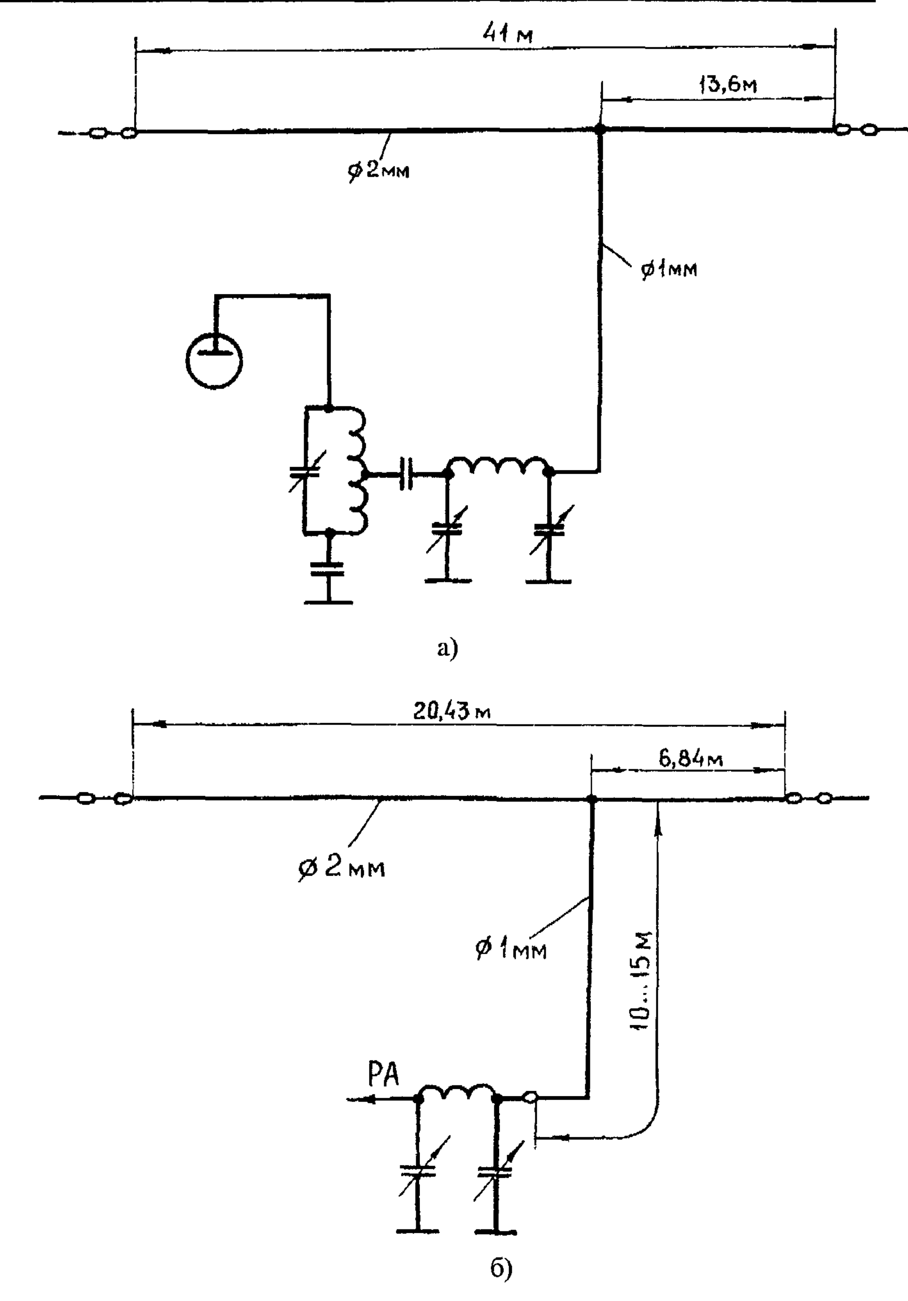


Рис. 8.19. Антенна Виндома:

а — вариант антенны на пять диапазонов; б — укороченный вариант антенны на четыре диапазона.

Одиночный антенный провод имеет волновое сопротивление Z_0, которое определяется диаметром провода d_1 и высотой расположения провода над землей. Значение Z_0 обычно лежит в пределах 400...700 Ом, а для используемых на практике антенн составляет около 500 Ом. Волновое сопротивление питающего провода также зависит от его диаметра d_2 и высоты расположения, причем увеличивается с ростом высоты расположения провода. Кроме того, эти параметры в значительной степени определяются проводимостью земли. Поэтому точка D подключения линии питания к антенне обычно выбирается в пределах 0,07...0,18λ от конца антенны. Точное расположение точки питания D находят опытным путем с помощью измерения согласования (настройка системы заканчивается, если КСВ ≈ 1).

Графики, приведенные на рис. 8.18б, позволяют выбрать длину антенны l и положение точки подключения питания (А — расстояние от центра антенны до точки подключения питания D) для антенны в диапазоне 3,5 МГц.

Ток распределен по длине антенны симметрично, причем на более коротком отрезке он имеет емкостный характер, а на более длинном — индуктивный характер.

Следует иметь ввиду, что между антенной и землей протекают емкостные токи (токи смещения), что приводит к появлению помех. Для уменьшения нежелательных последствий этого явления необходимо,

чтобы линия на длине, по крайней мере, не меньшей, чем λ, была перпендикулярна как по отношению к антенне, так и по отношению к поверхности земли.

В качестве метода настройки данной антенны можно рекомендовать метод измерения тока в трех точках линии питания, разнесенных между собой на расстояние λ/8. Равное значение тока в этих точках является гарантией правильности настройки антенны и линии питания в целом рис.8.17а, а собственно настройка заключается в изменении длины антенны *l* и положения точки подключения питания. Отметим, что вместо амперметров для оценки тока можно применить неоновые лампочки. В этом случае изменением параметров *l* и А добиваются одинаковой интенсивности свечения всех трех лампочек.

При емкостной схеме соединения данной антенны с выходным каскадом передатчика отсутствует фильтрация гармоник. Для снижения уровня излучения на гармониках используется другая схема подключения антенны к выходному каскаду передатчика рис.8.17а. Параметры промежуточного контура связи приведены в табл. 8-3.

ТАБЛИЦА 8-3

Параметры промежуточного контура связи.

Диапазон, МГц	Емкость, С, пФ	Индуктивность, мкГн	Число витков катушки	Диаметр катушки, мм
3,5	200	15	20	60
7	100	10	16	50
14	50	4,5	9	50
21	50	1,5	6	50
28	50	1	5	50

Следует иметь ввиду, что на практике линия питания вводится в помещение через специальное или естественное отверстие в стене дома, например, окно, и часто проходит достаточно близко от электропроводки и т.п. Если длина проводов близка к резонансной, то в них может появиться значительная ЭДС. Для предотвращения этого нежелательного явления часто используют схему питания, изображенную на рис. 8.17б.

В литературе описана антенна длиной *l*=41,48 м, установленная над землей на высоте *h* =20 м и изготовленная из провода диаметром 3,0 мм. Линия питания подключена в этой антенне на расстоянии А=13,8 м от ее центра и выполнена из провода диаметром 1,5 мм. Резонансная частота антенны составляет 3,45 МГц. В диапазоне 3,5 МГц направленные свойства антенны близки к параметрам полуволнового диполя, а в диапазоне 7 МГц — к параметрам волнового диполя. В последнем случае диаграмма направленности имеет четыре лепестка, максимумы которых ориентированы под углом 55 град. К оси антенны.

Антенна в диапазоне 14 МГц имеет диаграмму направленности сходную с диаграммой направленности двухволнового диполя (с основными лепестками, ориентированными под углом 37 град.), в диапазоне 21 МГц — с диаграммой антенны длиной 3λ (угол 30 град.), а в диапазоне 28 МГц — диаграммой антенны длиной 4λ (угол 25 град.)

Антенна Виндома получила широкое распространение и достаточно полно описана в технической литературе. Два варианта этой антенны приведены на рис. 8.19а и б. Они позволяют осуществить работу в диапазонах 7, 14, 21, 28 МГц. Отметим, что коэффициент полезного действия антенны Виндома тем больше, чем выше расположена антенна. Кроме того, КПД антенны увеличивается с ростом проводимости земли.

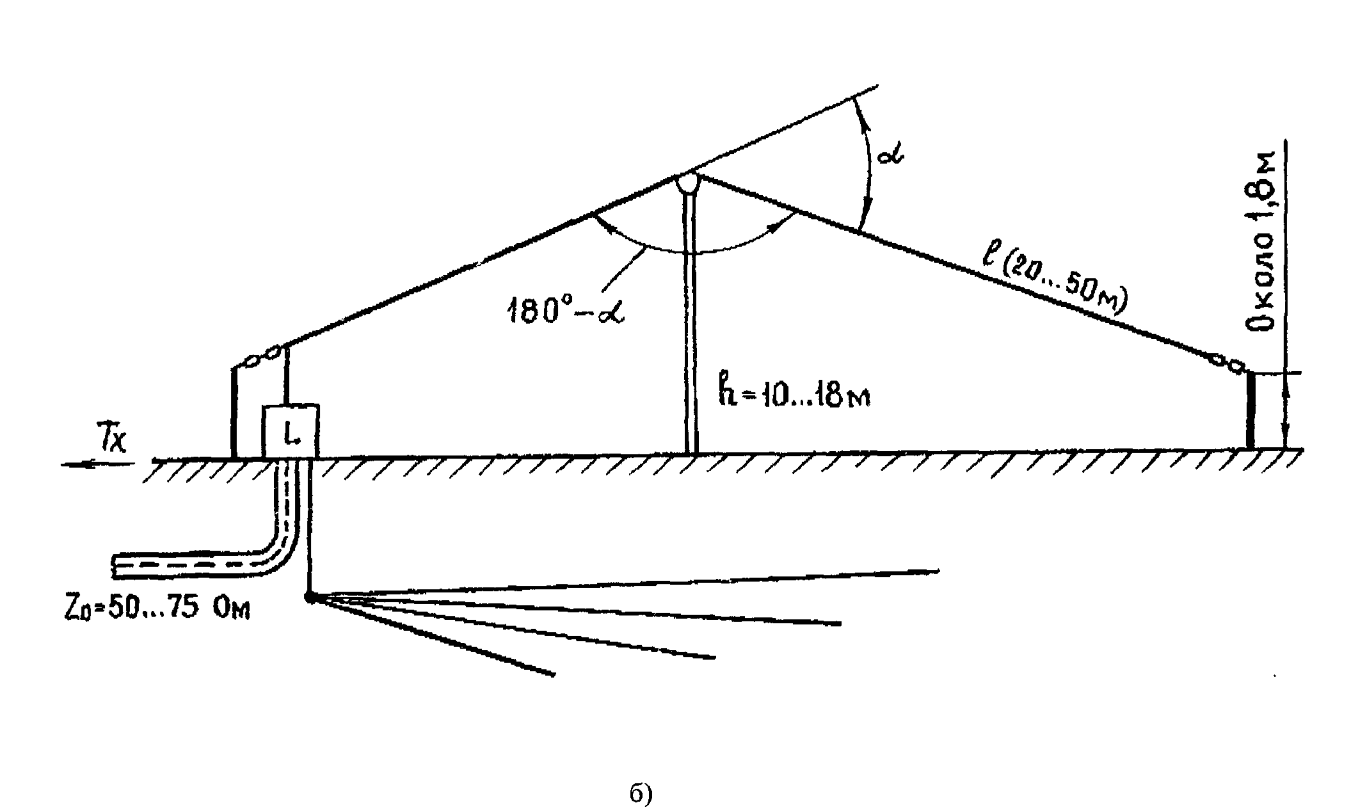
Вариант антенны, который был предложен советским радиолюбителем с позывным UW4UJA, показан на рис. 8.19а. Данная схема антенны позволяет осуществить работу во всех диапазонах: 3,5, 7, 14, 21, 28 МГц. Отметим, что в четырех последних диапазонах антенна работает как антенна Виндома, а в диапазоне 3,5 МГц — как антенна L-типа.

СЛОЖНЫЕ МНОГОДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ

Достаточная сложность получения хорошего согласования антенн, рассмотренных выше в различных частотных диапазонах, а также сложность построения антенн для диапазона 3,5 МГц (полуволновый диполь имеет в этом диапазоне длину 40 м) побудили искать новые технические решения. Одним из возможных решений является включение сосредоточенных индуктивностей в состав антенны, что приводит к изменению распределения тока в антенне и позволяет существенно уменьшить ее физическую длину. Другое возможное решение заключается во включении закороченных четвертьволновых секций в состав антенного провода.

ℓ
L
Z₀ =
= 50…75 Ом
ℓp1 = 40м
ℓp2 = 20,7м
ℓp3 = 9,7м
ℓp4 = 6,3м
ℓp5 = 4,8м

а)



б)

Рис. 8.20. Антенна в виде длинного провода:
а — антенна длиной *l* и система заземления; б —пример выполнения антенны.

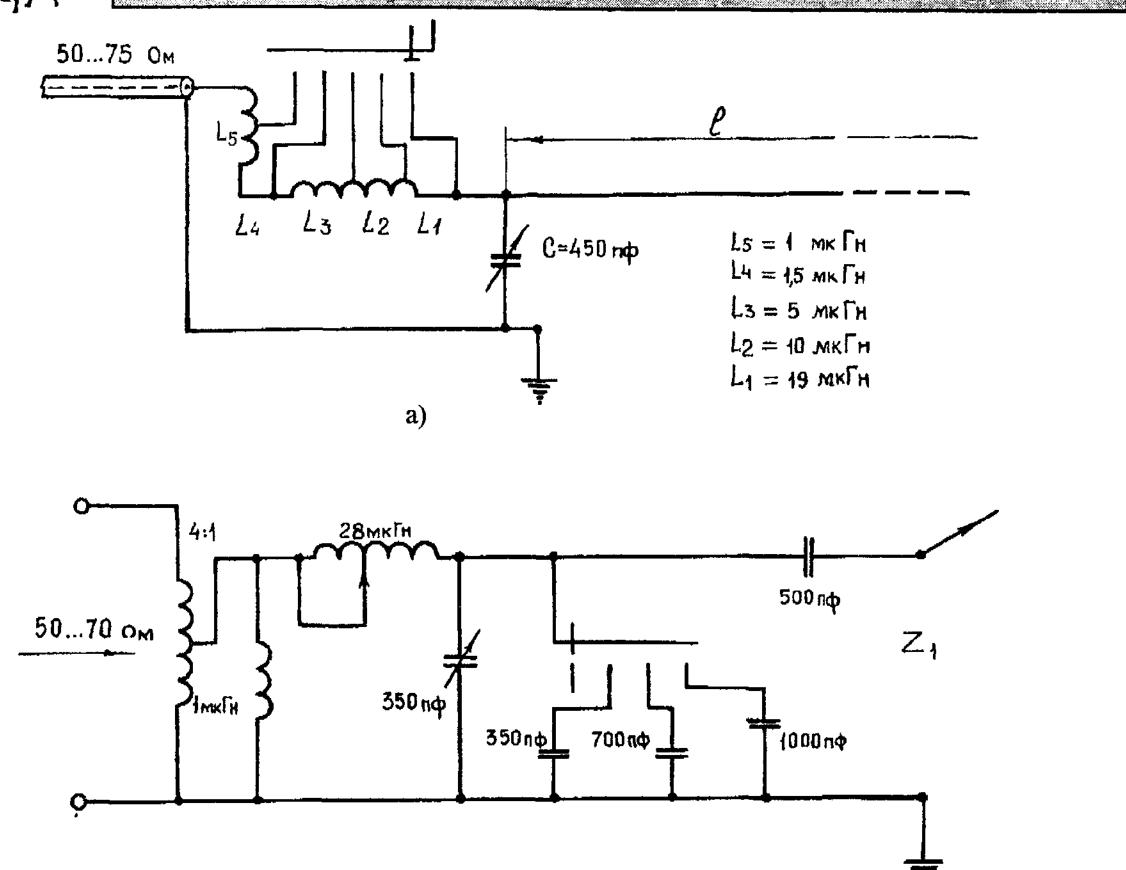


Рис. 8.21. Антенна в виде длинного провода:

а — схема согласующего четырехполюсника типа L; б — универсальная схема согласования (применяется при услоии, что $5 < R_A < 600$ Ом и $-200 < X_A < 500$ Ом).

УКОРОЧЕННЫЙ ДИПОЛЬ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ 3,5 и 7 МГц

Введя в определенное место провода антенны катушку индуктивности, можно значительно уменьшить длину дипольной антенны . Чем больший ток протекает через катушку индуктивности, тем больше влияние катушки. Влияние катушки, размещенной на конце антенны, минимальное, а при размещении катушки в том месте антенны, где ток максимален — наибольшее.

Для того чтобы антенна была резонансной, можно в принципе регулировать три параметра, длину диполя, индуктивность катушки, ее положение. Естественно, что возможно множество различных комбинаций этих параметров, приводящих к достижению поставленной цели, т.е. к созданию резонансной антенны.

Соответствующим образом размещая катушку индуктивности, можно добиться резонанса антенны как на основной частоте, так и на частоте вдвое большей. Это условие выполняется для антенны, показанной на рис. 8.22а. Для диапазона 80 м рис. 8.22б антенна представляет собой укороченный (в физическом смысле) диполь, электрическая длина которого значительно больше физической длины и входное сопротивление которого Z = 60 Ом.

Для диапазона 40 м рис. 8.22в электрическая длина антенны составляет $^3/_2\,\lambda$, а входное сопротивление в данном случае не соответствует данным, приведенным на графике рис.2.82, так как обе половины диполя сильно укорочены и поэтому концы их мало участвуют в процессе излучения. Характер распределения тока по длине антенны для диапазона 40 м показан на рис. 8.22в.

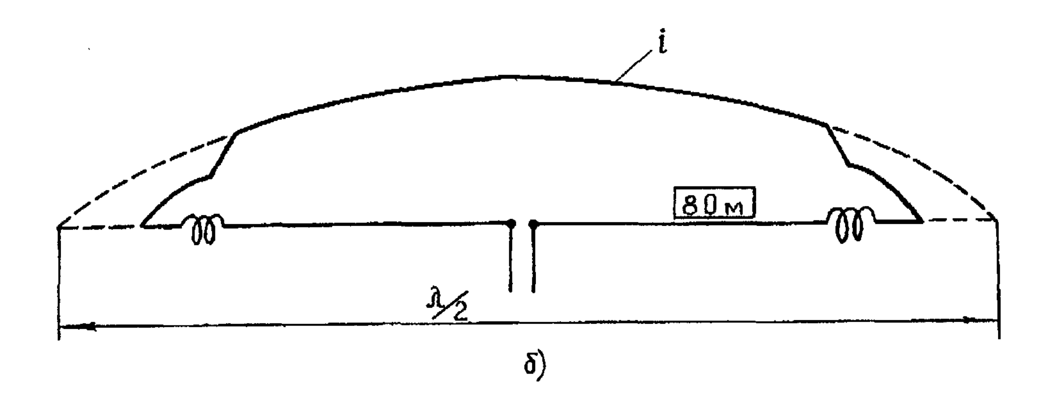
Следует отметить, что данной антенне свойственен один существенный недостаток. В диапазоне 80 м сильно возрастает добротность антенны и поэтому резко сужается рабочая полоса частот, которая в этом диапазоне примерно равна 80 кГц. Поэтому антенна может работать только в части диапазоне 80 м. Для расширения рабочей полосы частот можно рекомендовать уменьшить отрезок l_1 до 1,35 м, а отрезок l_2 до 10,66.

ℓ2=1,53 ℓ1=10,97 м ℓ1=10,97 м ℓ2=1,53

L=120 мкГн L=120 мкГн

Rа=50...75 Ом

а)



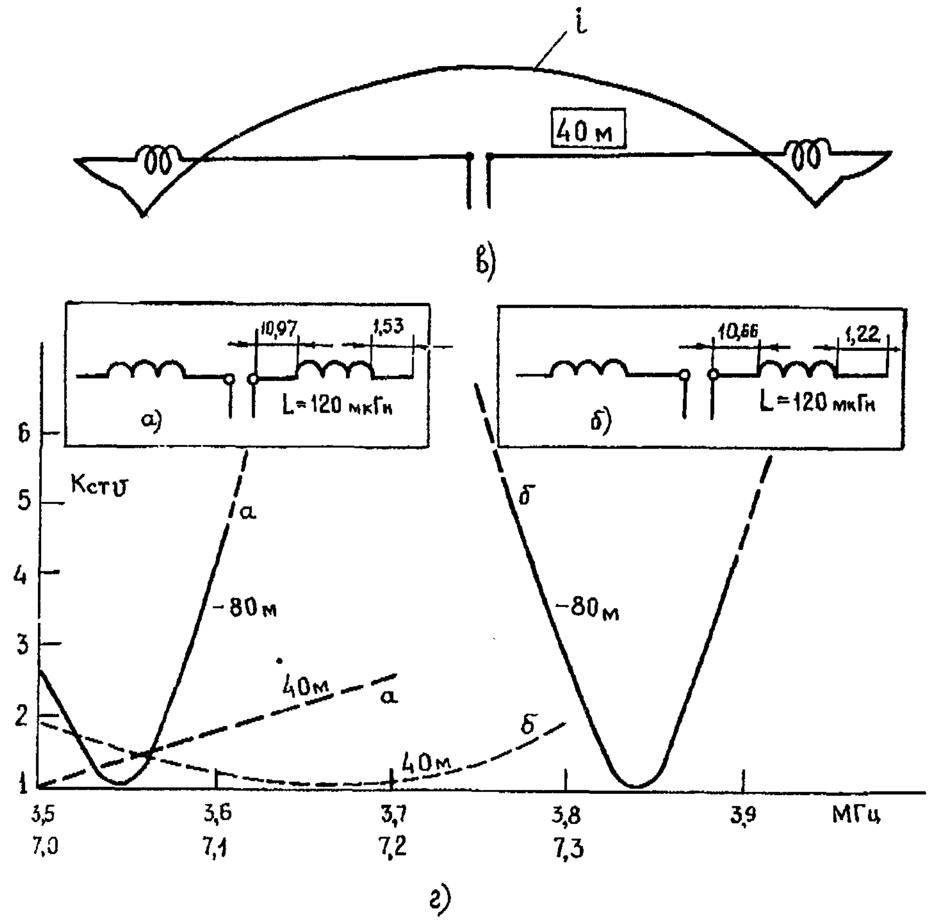


Рис. 8.17. Укороченный диполь для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц:

а — основные геометрические размеры; б — распределение тока в диапазоне 3,5 МГц; в — распределение тока в диапазоне 7,0 МГц; г — частотная характеристика $к_{ст}v$.

В диапазоне 40 м рабочая полоса частот достаточно широка рис.8.22г. Катушка индуктивности L =20 мкГн содержит 200 витков, навитых на трубу из полихлорвинила диаметром 25 мм проводом диаметром 1 мм с эмалевой изоляцией. Обычно внешнюю поверхность катушки индуктивности покрывают изоляционным лаком.

Изменяя индуктивность катушки и ее расположение, можно получить антенну, работающую в диапазонах 80 и 20, 80 и 15 м, 40 и 20, 40 и 15 м. Размещая по две катушки индуктивности в каждом плече антенны, можно реализовать три диапазона, т. е. 80, 40, 20 м. Следует иметь ввиду, что настройка антенны, работающей в трех диапазонах, представляет собой достаточно тонкую операцию. Может быть, этим объясняется то, что такие антенны были предложены еще в 1927 году, а публикации на эту тему весьма скупы.

МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА DL7AB

В ЭТОЙ АНТЕННЕ, ЯВЛЯЮЩЕЙСЯ МОДИФИКАЦИЕЙ антенны L-типа, для уменьшения физической длины используются сосредоточенные индуктивности, включенные вблизи точки подачи питания антенны. Это сохраняет электрическую длину для диапазона 40 м. На более коротких волнах ток, протекающий через катушку индуктивности, значительно больше, чем ток при работе в диапазоне 80 м. (Рис. 8.23).

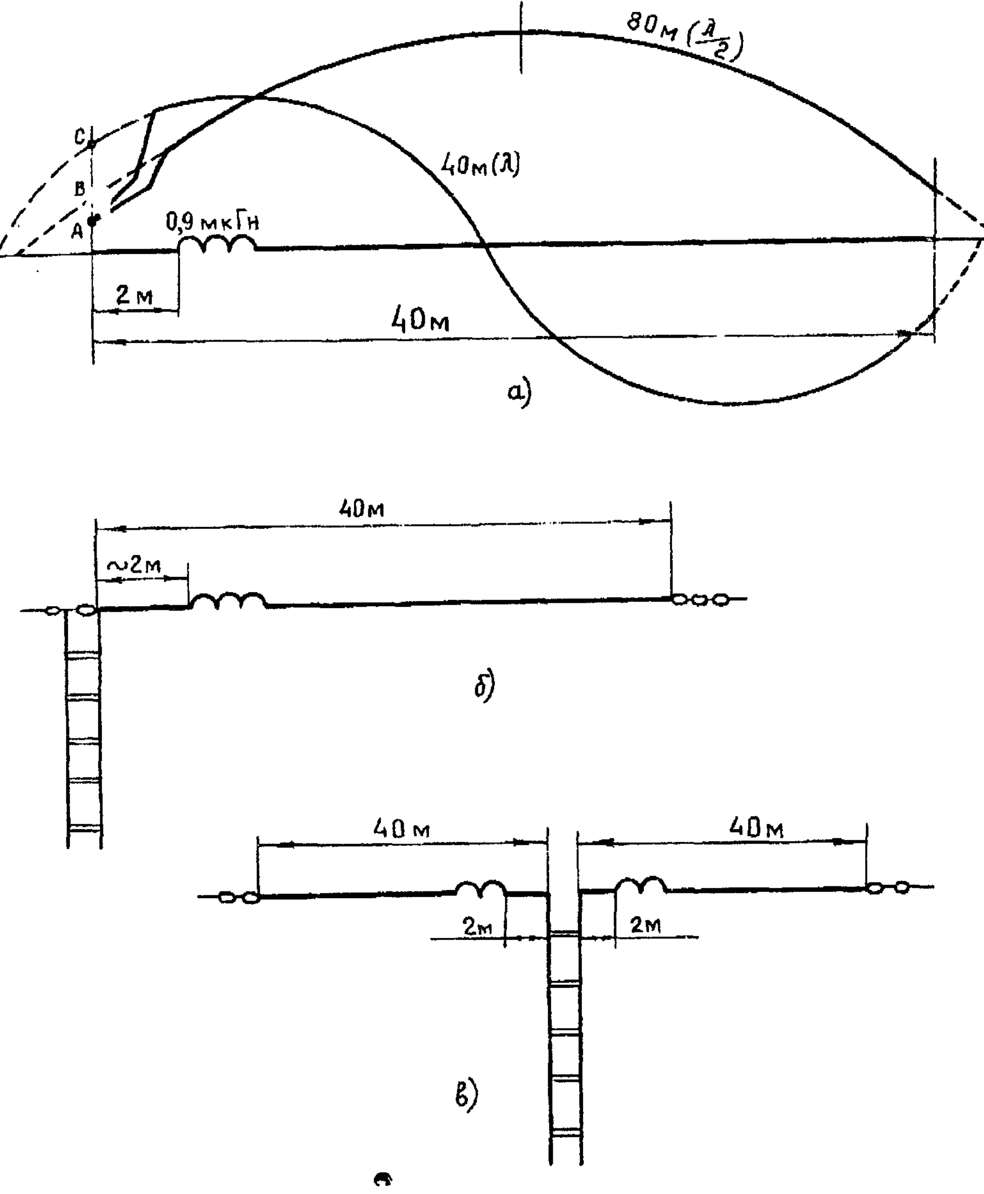


Рис. 8.23. Пятидиапазонная антенна DL7AB:

а — распределение тока в диапазонах 3,5 и 7,0 МГц; б — основные геометрические размеры; в — симметричное выполнение антенн (катушка индуктивности L=(0,5...1,0) мкГн изготовлена в виде пяти витков диаметром 50 мм).

Следует отметить, что для более коротких волн влияние катушки индуктивности сказывается сильнее, чем для более длинных волн.

В диапазоне 3,5 МГц антенна обычно представляет собой укороченный на 1,7 м диполь, и поэтому входное сопротивление определяется значением тока, соответствующим точке C. Для рассматриваемой схемы, т.е. при размещении катушки индуктивности вблизи точки подключения питания, ее входное сопротивление определяется меньшим значением тока, вновь соответствующим точке A. Таким образом, условия питания антенны аналогичны для обоих рассматриваемых диапазонов частот.

Аналогичный эффект наблюдается и для других диапазонов. Для частоты 14 МГц укорочение диполя составляет 2,3 м для 21 МГц — 2,5 м, а для 28 МГц — 2,6 м. Отметим, что для диапазона 28 МГц отрезок длиной 2,6 м соответствует примерно $\lambda/4$.

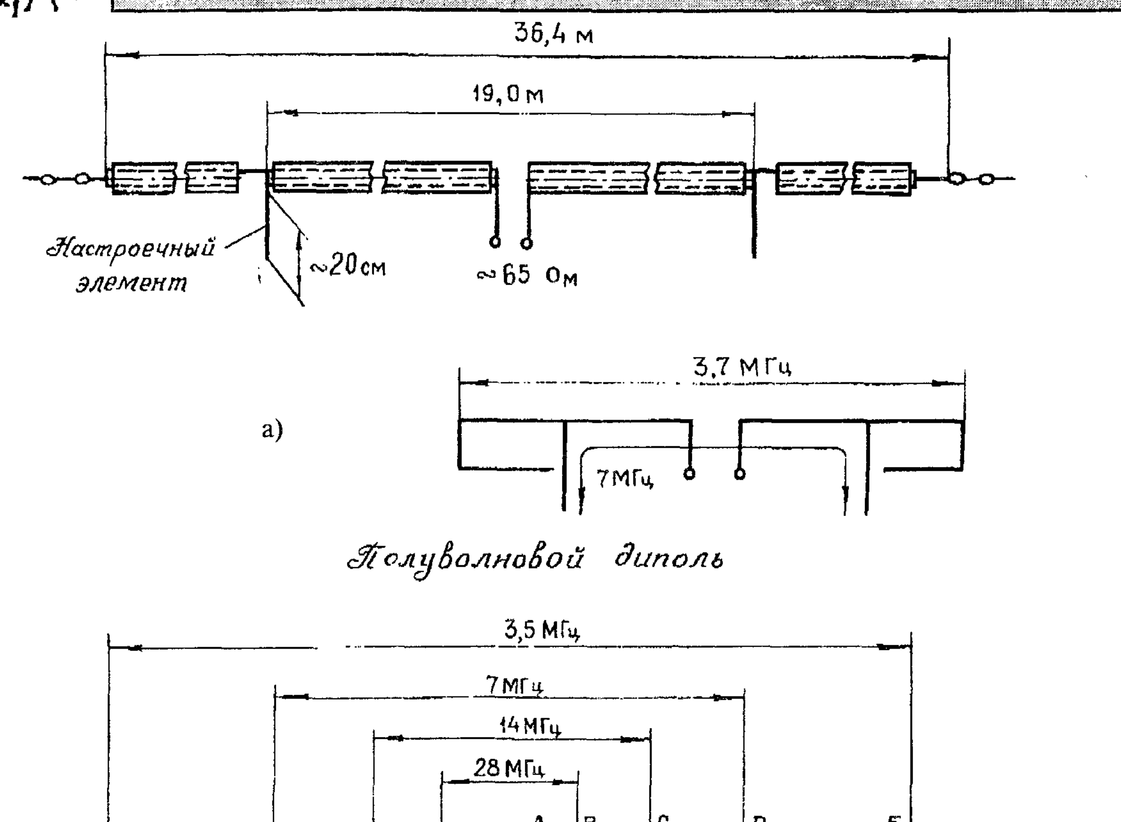
Общая схема антенны показана на рис. 8.23б. Во всех диапазонах используется схема питания напряжением. Следует отметить, что имеются определенные трудности при согласовании антенны с малым входным сопротивлением сразу во всех диапазонах. Возможный симметричный вариант рассматриваемой антенны приведен на рис. 8.23в.

МНОГОВОЛНОВАЯ АНТЕННА С ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ ШЛЕЙФАМИ

На рис. 8.24 и 8.25 приведена схема антенны, отдельные вибраторы которой разделены изоляторами. Изоляторы служат разрывом тока для каждой из частот.

Рис. 8.24. Многодиапазонная антенна с четвертьволновыми шлейфами:

а — два эквивалентных варианта выполнения резонансных контуров; б — полуволновая антенна, нагруженная на короткозамкнутые четвертьволновые отрезки; в — полуволновая антенна, работающая в двух диапазонах; г — антенна для диапазонов 3,5 и 7 МГц.



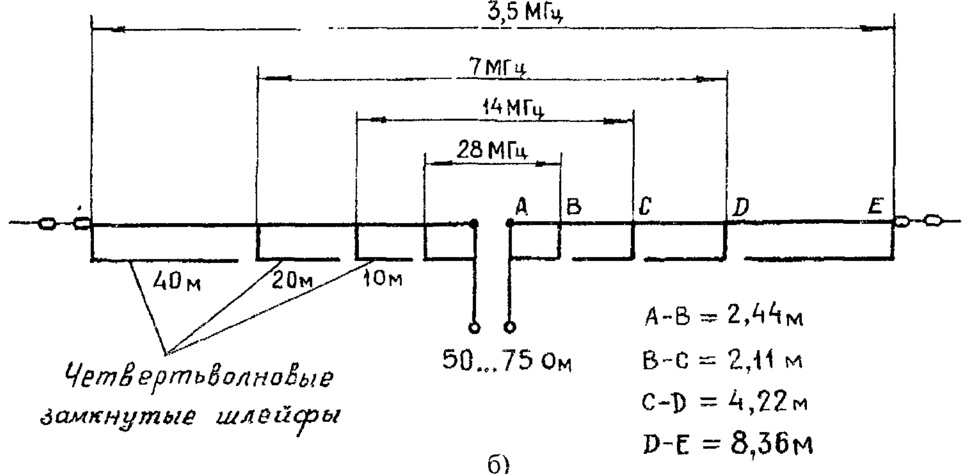


Рис. 8.25. Многодиапазонная антенна с четвертьволновыми шлейфами:

а — полуволновая антенна, работающая в двух диапазонах; б — пятидиапазонная антенна.

Из теории длинных линий известно, что четвертьволновая линия без потерь, короткозамкнутых на конце, представляет собой для данной частоты контур, имеющий бесконечно большое входное сопротивление $Z = \infty$. Таким образом, для частоты f такая линия является по сути дела, изолятором, в то время как для других частот ее сопротивление имеет конечную величину. Подобными характеристиками обладает параллельный резонансный контур, показанный на рис. 8.24а. Подобные отрезки линий используются в антеннах УКВ для заземления, а также в однодиапазонных антеннах КВ, когда высота мачты равна $\lambda/4$. В последнем случае параллельно телу мачты проводят два провода рис. 8.24б.

Аналогичный способ применим и для создания двухдиапазонной антенны, показанной на рис.8.24в. Два короткозамкнутых отрезка длиной $\lambda/4$ (для частоты f_1) подсоединяются к концам полуволнового (для частоты f_1) диполя. Ясно, что их подключение к точкам диполя, имеющим нулевой ток, никоим образом не изменяет условий возбуждения тока в диполе. Более того, подсоединение к короткозамкнутой части четвертьволновых отрезков провода любой длины также не сказывается на работе антенны в диапазоне l i, так как повторяем, в этих проводах, как и в короткозамкнутых отрезках, токи полностью отсутствуют.

При изменении рабочей частоты на f_2 короткозамкнутый отрезок линии уже не имеет бесконечно большого сопротивления и, следовательно, через него протекает ток, который также протекает и через дополнительный провод l_3. Следовательно, длина антенны на частоте f_2 будет другой, чем на частоте f_1, а именно равной l_4. Путем подбора длины дополнительных отрезков l_3 суммарную длину антенны можно вновь сделать полуволновой. Таким образом, для обоих диапазонов волн можно получить входное сопротивление, равное 60...75 Ом.

Антенны такой конструкции могут обеспечить работу в следующих диапазонах частот: 28, 14, 7, 3,5 МГц или 21, 7, 3,5 МГц. При использовании в качестве элементов антенны двухпроводной линии в ленточном диэлектрике или коаксиального кабеля необходимо учитывать коэффициенты укорочения К. Напомним, для коаксиального кабеля К=0,66, а для двухпроводной линии в ленточном диэлектрике К=0,80 ...0,82.

Для схемы антенны, изображенной на рис.8.24в, на частоте f_1, длина $l_1 = 0,25\lambda$, где K_1 — коэффициент укорочения из-за торцевых емкостей, а длина $l_2=0,25K_1\lambda$. На частоте f_2 длина $l_4=0,25K_2\lambda = l_1 + l_2 + l_3$, где длина обычно подбирается опытным путем. Из приведенных данных следует, что при К=0,82 $\lambda_2 \geq 1,89\lambda$, а при К = 0,66 $\lambda_2 \geq 1,72\lambda$.

Пример конструкции рассматриваемой схемы антенны приведен на рис. 8.24г. Эта антенна работает в диапазонах 14 и 28 МГц. Рассматриваемый метод не учитывает влияния окружающего пространства и поэтому на практике длину отрезка l_3 подбирают при настройке антенны.

На практике может случиться, что для диполя со вставками $0,5\lambda_1$ окажется больше, чем $0,5\lambda_2$. Например, если λ_1 =42,8 м, λ_2 =81,0 м, то тогда $l_4 = 0,4\ \lambda_2/4$. Так как $l_1 = 0,92\ \lambda_1/4$ = 9,65 м и $l_2 = 0,82\ \lambda/4$ = 8,76 м, то сумма $l_1 + l_2$ = 9,65 + 8,76 = 18,41 м, что на 0,2 м больше , чем l_4.

В этом случае уменьшаем l_1 на 20 см и подключаем свободно висящий кусок провода длиной 20 см, выполняющий роль шлейфа. Таким образом, получаем антенну, показанную на рис. 8.25а.

Такие же шлейфы можно использовать на конце антенны, если она окажется короткой. Часто целесообразно использовать антенну, длина которой на 1...2% меньше, чем это следует из расчетов. Если ж потребуется удлинить антенну, то для этих целей вновь воспользуемся шлейфом. Применяя этот принцип и используя двухпроводную линию в ленточном диэлектрике, можно получить антенну на четыре диапазона: 3,5, 7, 14, 28 МГц рис. 8.25б.

Ленточный провод выдерживает нагрузку до 40 кг. Провода в местах подключения следует пропаивать, а места пересечения проводов в точках А, В, С и Д см. рис. 8.25а — хорошо укреплять. Для придания прочности антенны по всей ее длине можно навить диэлектрический канат диаметром 1-2 мм. Провод после натяжения прикрепляется к изоляторам. Прочность такой конструкции характеризуется следующим образом: разрыв наступает при нагрузке 50...200 кг.

Антенна, показанная на рис. 8.25б, содержит ряд разомкнутых шлейфов, которые служат для ее подстройки в отдельных диапазонах. Длина шлейфов подбирается экспериментально.

Антенна, работающая в диапазоне 7 МГц, может также работать и в диапазоне 21 МГц. Шлейф, предназначенный для подстройки в диапазоне 7 МГц. в диапазоне 21 МГц имеет электрическую длину около $^3/_4\ \lambda$, что позволяет ему выполнять те же самые функции. Следует отметить, что входное сопротивление в этом диапазоне велико.

Такая антенна с учетом большой добротности четвертьволновых короткозамкнутых вставок имеет более узкую полосу пропускания.

МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА W3DZZ

Вместо линейных четвертьволновых отрезков линии можно использовать контур LC. При таком схемном решении на частотах, отличных от резонансных, контур вносит реактивное (индуктивное или емкостное) сопротивление.Секрет популярности данной антенны состоит в том, что ее длина не превышает 33 м и что она хорошо работает в пяти диапазонах. Принцип действия рассматриваемой антенны достаточно просто уяснить при анализе рис. 8.26. Целесообразно привести следующую информацию:

1. Основным элементом антенны является диполь, резонансная частота которого равна 7,05 МГц.
2. Подключенные на концах диполя контура, настроенные на резонансную частоту 7,05 МГц не вносят изменений в параметры антенны в этом диапазоне.
3. Подключая за резонансными контурами отрезки длиной 6,7 м, получаем полуволновый диполь с несколькими резонансными частотами.
4. Второй резонанс антенны получаем в диапазоне 80 м. Диполь имеет физическую длину меньше, чем $\lambda/2$ (33,14 м), но благодаря подключению катушек индуктивности электрическая длина увеличивается и резонанс в диполе достигается при частоте 3,6 МГц (λ_2 = 41,7 м).
5. Третий резонанс диполя получаем в системе «внутренний отрезок — укорачивающий конденсатор — внешние отрезки — их емкость на землю». Резонанс получается в пределах от 4,2 до 4,7 МГц. Точное значение резонансной частоты определяется концевой емкостью диполя, емкостью диполя на землю (значение этой емкости зависит от окружающего антенну пространства, высоты подвеса антенны над землей и диаметра проводов).

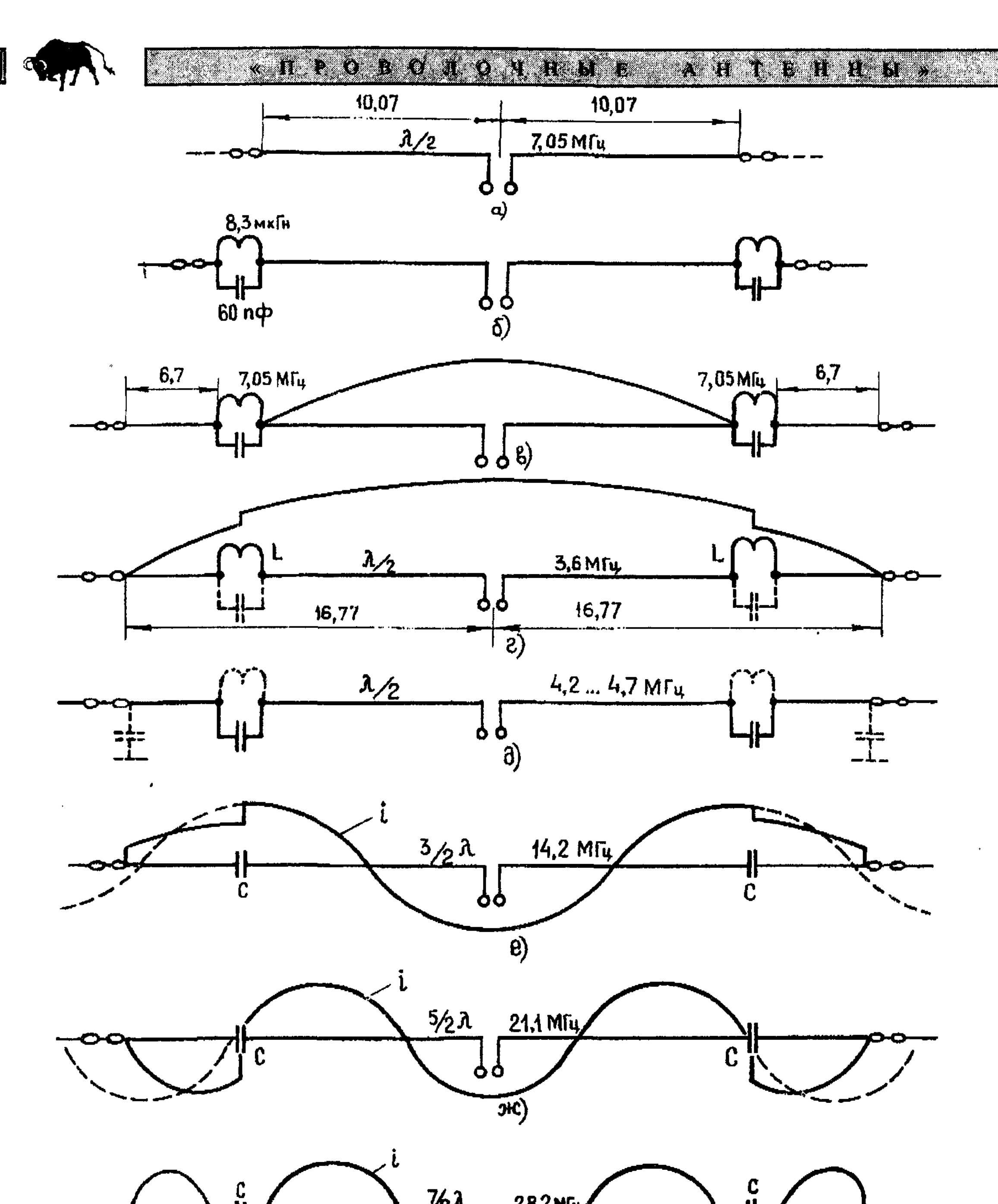


Рис. 8.26. Схема антенны W3DZZ и распределение тока в ней в различных частотных диапазонах.

6. Четвертьволновый резонанс появляется около частоты 14,2 МГц. Длина диполя превышает 3 λ/2 Распределение тока в таком диполе показано на рис. 8.20д пунктирной линией. Включение емкости приводит к укорочению диполя. Теперь узлы тока должны приходиться на концы диполя. Однако из-за торцевых емкостей на концах диполя ток имеет некоторую, отличную от нуля, величину. Это обстоятельство и приводит к смещению резонансной частоты от точного значения 14 МГц

7. Существует и пятый резонанс. Он соответствует частоте около 21,1 МГц. Как и ранее, включение емкости С приводит к укорочению линии, а концевые емкости — к удлинению. Поэтому на частоте 21,1 МГц по длине диполя укладываются примерно пять полуволн. Точная резонансная частота диполя зависит от торцевых емкостей и может изменяться в пределах от 21,0 до 23,5 МГц. В этом диапазоне точкам подключения питания соответствует пучность тока, и поэтому входное сопротивление мало (около 120 Ом).

8. Шестой резонанс соответствует частоте около 28,2 МГц. На этой частоте по длине диполя укладываются семь полуволн. В этом диапазоне влияние торцевой емкости сказывается наибольшим образом, внося во входное сопротивление антенны большую реактивную составляющую. При резонансе входное сопротивление антенны равно около 130 Ом. Эквивалентную схему антенны для диапазонов 10,15 и 20 м можно представить себе так, как показано на рис. 8.27. На этом рисунке большой буквой С обозначена емкость, которой обладает резонансный контур LC (необходимые для работы в диапазоне 3,5 МГц), на более высоких частотах. Концевая емкость антенны обозначена Ск. Контур, показанный на рис. 8,27, имеет резонансную частоту, находящуюся в пределах от 4,2 до 4,7 МГц. Высшие гармоники резонансной частоты определяются следующим образом:

Основная гармоника — 4,2, 4,3, 4,7 МГц
Третья гармоника — 12,6, 12,9, 14,1 МГц
Пятая гармоника — 21,0, 21,5, 23,5, МГц
Седьмая гармоника — 29,4, 30, 33,0 МГц

Из приведенных данных следует, что антенна не может быть одновременно резонансной точно во всех требуемых диапазонах.

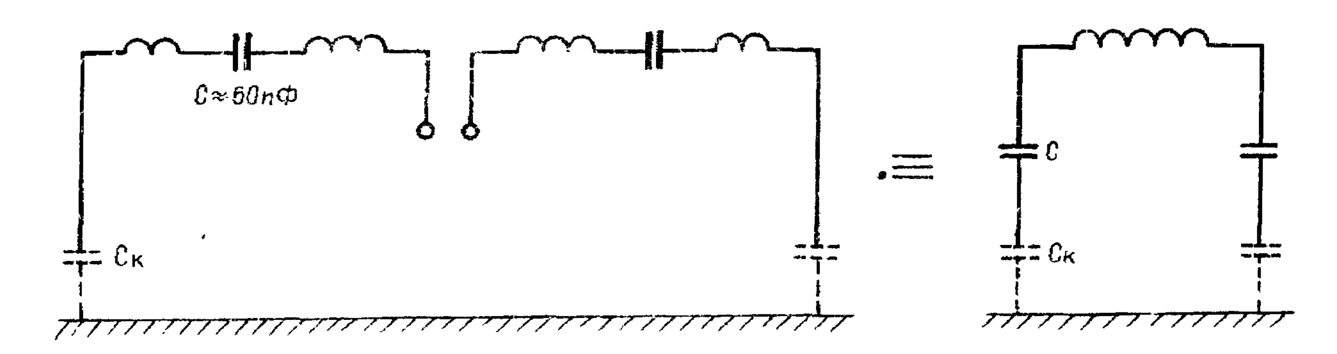


Рис. 8.27. Эквивалентная схема антенны W3DZZ для частот выше 7 МГц.

В анализируемой антенне индуктивность катушки L = 60 мкГН, а емкость конденсатора С=60 пФ. Обычно используют катушки без сердечников со следующими параметрами: а) диаметр 50 мм, длина 80 мм, число витков 19, б) диаметр 30 мм, длина 60 мм, число витков 25.

Как уже говорилось, емкость конденсатора С= 60 пФ.

Этот конденсатор должен сохранить работоспособность под напряжением около 3 кВ (на высших частотах), особенно в диапазоне 40 м, когда к обкладкам конденсатора прикладывается значительное напряжение.

Точная настройка антенны в резонанс на частоте 7 МГц, достигается путем настройки контура LC (обычно изменением числа витков катушки индуктивности). Система должна быть работоспособной в широком интервале рабочих температур, не подвергаясь при этом перестройке. Допустимое изменение резонансной частоты, вызванное температурным перепадом, не должно превышать ±20 кГц.

Обычно катушка контура после настройки помещается в изоляционную коробку — трубку. Конденсатор С обычно располагают в середине трубки. После вывода концов катушки ее торцы закрывают, чтобы уменьшить влияние влаги. С этой целью торцевые концы трубки заливают воском, смешанным с небольшим количеством канифоли.

Если требуемых для контура конденсаторов с емкостью нет в наличии, то в качестве емкости можно использовать отрезок коаксиального кабеля. Пользуясь мостом для измерения емкостей, подбирают точную длину отрезка коаксиального кабеля, соответствующую емкости С=60 пФ. Для этого берут отрезок длиной 1,6...1,8 м, измеряют его емкость и далее, укорачивая, находят точную длину отрезка. Желательно все же взять отрезок кабеля длиннее на 2-3 см.

Одну сторону коаксиального кабеля соединяют с катушкой индуктивности, а вторую оставляют свободной После соединения кабеля с катушкой производят точное измерение необходимой длины кабеля, а излишек отрезают. Далее отрезок коаксиального кабеля укрепляют вдоль провода антенны.

Можно также самому изготовить конденсатор С в виде двух медных пластин, размеры которых и расстояние между которыми рассчитываются по известным формулам. Точную настройку такого конденсатора осуществляют опытным путем. Отметим, что конденсатор, изготовленный самостоятельно, несколько ограничивает мощность (до 1 кВт), которую подают на вход антенны.

Достаточно серьезной проблемой является питание и согласование антенны. Напомним, что при резонансе входное сопротивление изменяется (при переходе от диапазона к диапазону) в пределах от 40 до 130 См, причем значение этого сопротивления сильно зависит от высоты подвеса антенны.

Исследования некоторых вариантов антенны, проведенные авторами, дали следующие результаты, которые могут оказаться полезными для радиолюбителей при конструировании собственных антенн.

На рис. 8.29а-д представлены частотные зависимости коэффициента стоячей волны КСВ для антенны, показанной на рис. 8.28а:

А) без симметрирующего устройства,

Б) с симметрирующим устройством см. рис.8.28, содержащим 2 x 3 витка диаметром 210 мм с индуктивностью L =11 мкГн. Пунктирная линия соответствует случаю, когда одно из плечей вибратора укорочено на 8 см, т.е. имеет длину 9,92 м (вместо 10,00 м)

В) с симметрирующим устройством см. рис.3.28б, имеющим 2 x 3 витка с диаметром 130 мм с индуктивностью L =5 мкГн.

Г) с симметрирующим устройством см. рис. 8.28б , имеющим размеры: диаметр катушки 45 мм, L = =100 мм, число витков N =16, индуктивность L = 3,9 мкГн, e = = 2,5 мм, $C_{1,2}$ = 180 пФ.

Д) без симметрирующего устройства, но с конденсатором C_a емкостью 47 пФ на зажимах антенны.

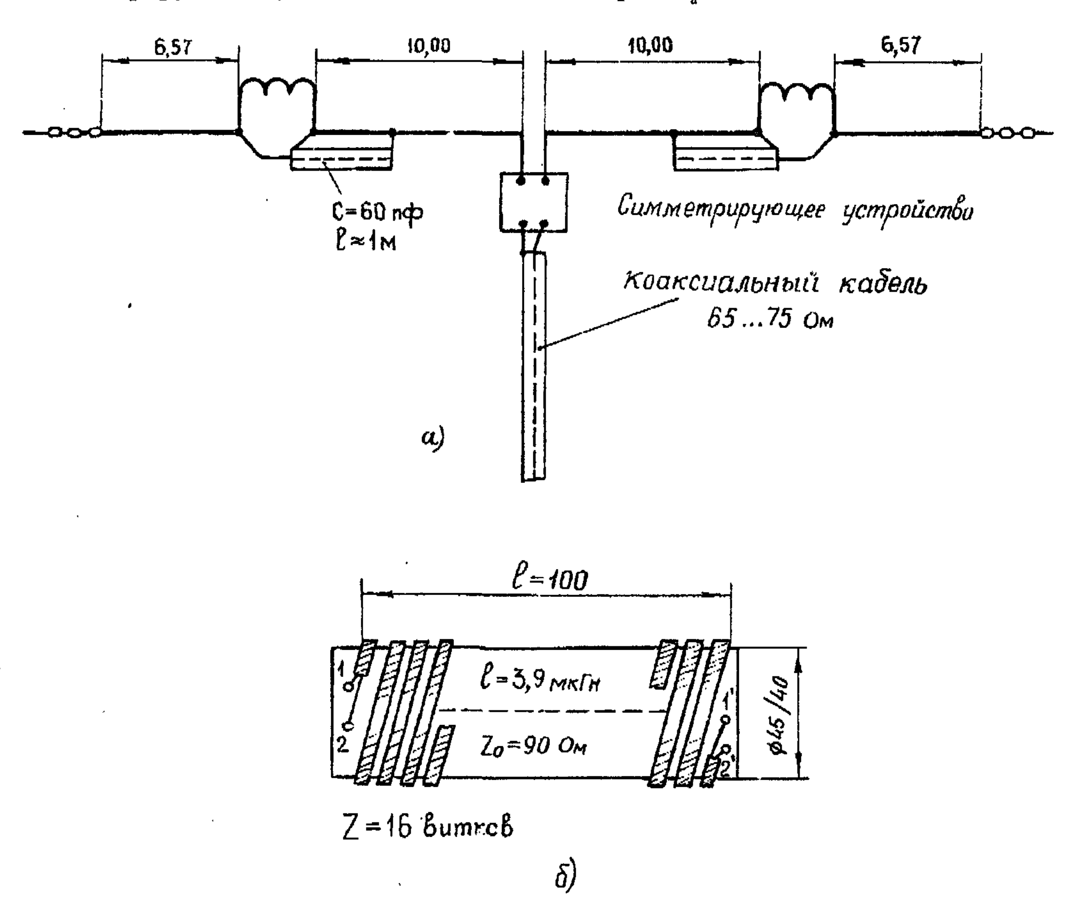
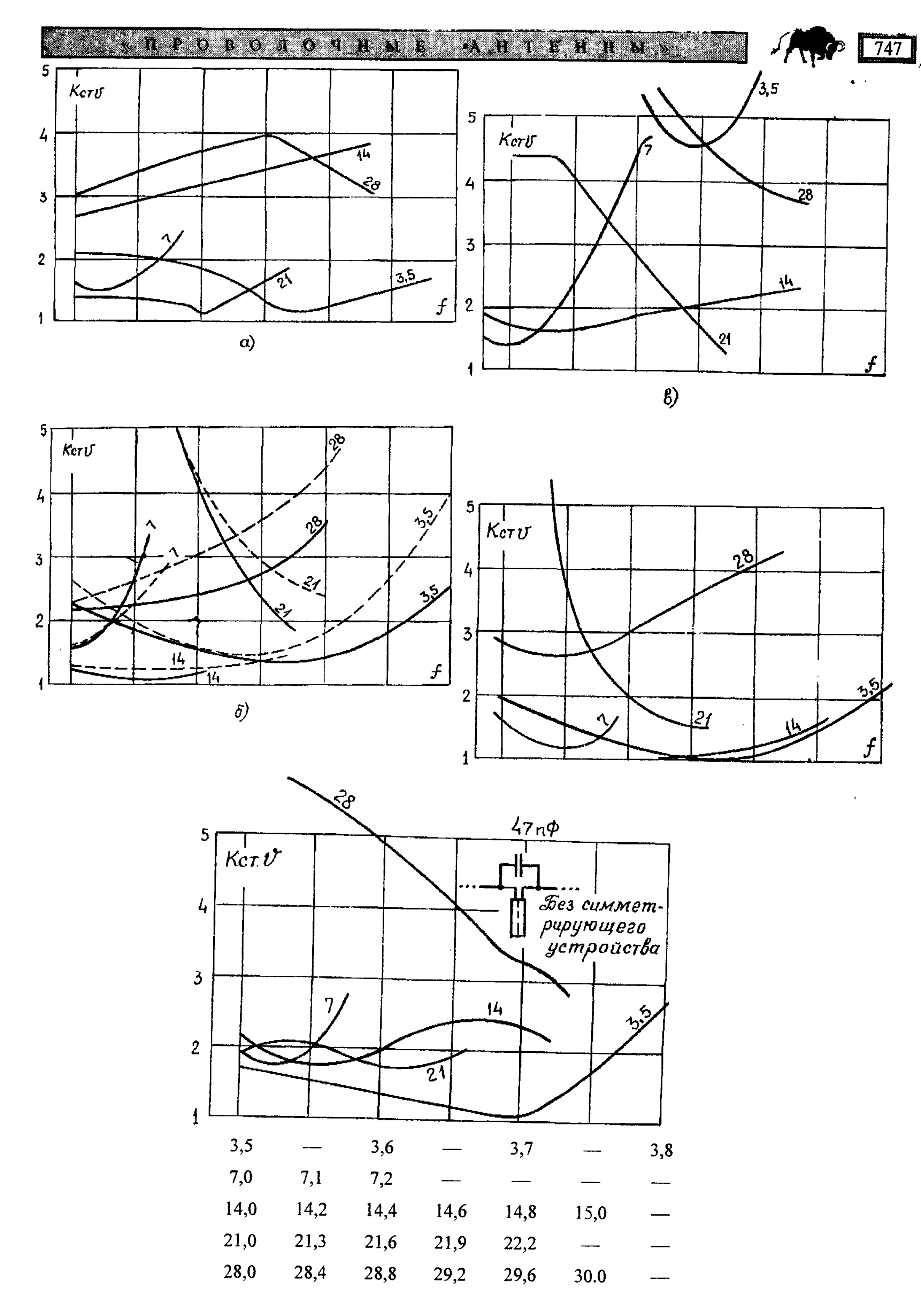


Рис. 8.28. Антенна W3DZZ:

а — схема антенны; б — способ выполнения намотки симметрирующего устройства.

Сравнивая представленные на рис. 8.29 кривые, можно заметить, что без симметрирующего устройства антенна работает удовлетворительно в диапазонах 3,5 и 21 МГц (в диапазонах 14 и 28 МГц антенна не находится в резонансе). В антеннах, характеристики которых представлены на рис. 8.29д, дополнительный конденсатор емкостью 47 пФ чуть-чуть худшие условия работы в диапазоне 21 МГц (КСВ возрастает до 2), но зато резко улучшает условия работы антенны в диапазоне 14 МГц (КСВ уменьшается до 2). Из графиков также следует, что незначительному ухудшению параметры антенны подвергаются в диапазоне 7 МГц и значительно ухудшаются в диапазоне 28 МГц. Симметрирующие устройства вносят дополнительные шунтирующие емкости и индуктивности. В антеннах параметры которых представлены на рис. 8.23б-г в диапазоне 21 МГц использовались симметрирующие устройства. Как известно, отсутствие симметрии создает различные условия для обоих плеч вибратора, в результате чего в антенне появляется ряд нежелательных резонансов, а ток асимметрии, протекая по поверхности экрана, создает большое



3,5	—	3,6	—	3,7	—	3,8
7,0	7,1	7,2	—	—	—	—
14,0	14,2	14,4	14,6	14,8	15,0	—
21,0	21,3	21,6	21,9	22,2	—	—
28,0	28,4	28,8	29,2	29,6	30.0	—

Рис. 8.29. Частотная характеристика Кст.v антенны W3DZZ:
(а-д см. по тексту); шкала прведенная на рис. д, относится и к остальным рисункам.

электромагнитное поле в пространстве, имеет ярко выраженный собственный резонанс, причем в этом случае частота резонанса далеко отстоит от диапазона 22,2 МГц. Антенну следовало бы электрически удлинить, хотя бы с помощью увеличения концевой емкости или высоты подвеса.

В диапазоне 14 МГц применение симметрирующего устройства обеспечивает одновременно широкополосность антенны и малое значение КСВ (в случае 2 –до значения КСВ = 1,05, что свидетельствует об очень хорошем согласовании.

В диапазоне 7 МГц применение симметрирующего устройства, выполненного из коаксиального кабеля (см. рис. 8.29б,в) из-за емкости монтажа несколько увеличивает электрическую длину антенны, т.е. снижает резонансную частоту. Трансформирующее симметрирующее устройство см. рис. 8.23г несколько уменьшает электрическую длину антенны (сравни с рис. 8.20а), но в этом случае КСВ = 2.

В диапазоне 3,5 МГц применение симметрирующего устройства (см. рис. 8.29б и г) практически не влияет на параметры антенны, а в случае, соответствующем рис. 8.29в приводит к ухудшению согласования КСВ = 4,5. Это явление, по-видимому может быть вызвано резонансом индуктивности и емкости симметрирующего устройства.

В диапазоне 28 МГц симметрирующие устройства (см. рис. 8.29б) несколько улучшают ситуацию (КСВ = 3), но несмотря на это, антенна все же оказывается несогласованной. На рис. 8.29б дополнительно показано влияние укороченного одного плеча (пунктирная линия) на 8 см. Результаты экспериментов свидетельствуют, что небольшое укорочение оказывает значительное влияние на КСВ.

Из приведенного материала вытекает, в частности, и такой вывод: после изготовления рассматриваемой антенны крайне важно измерить КСВ и провести дополнительную подстройку антенны во всех диапазонах. Подстройку можно осуществлять следующими способами: изменением параметров симметрирующего устройства, изменением высоты подвеса антенны, изменением длины отдельных элементов антенны.

Однако при выполнении всех этих операций целесообразно соблюдать простое правило – не изменять резонансную частоту контура 7,05 МГц.

Характеристики направленности антенны зависят от частоты. Обратим внимание на тот факт, что характер распределения токов по длине антенны не является типичным и ранее нами не анализировался. Диаграммы направленности данной антенны приведены на рис. 8.30.

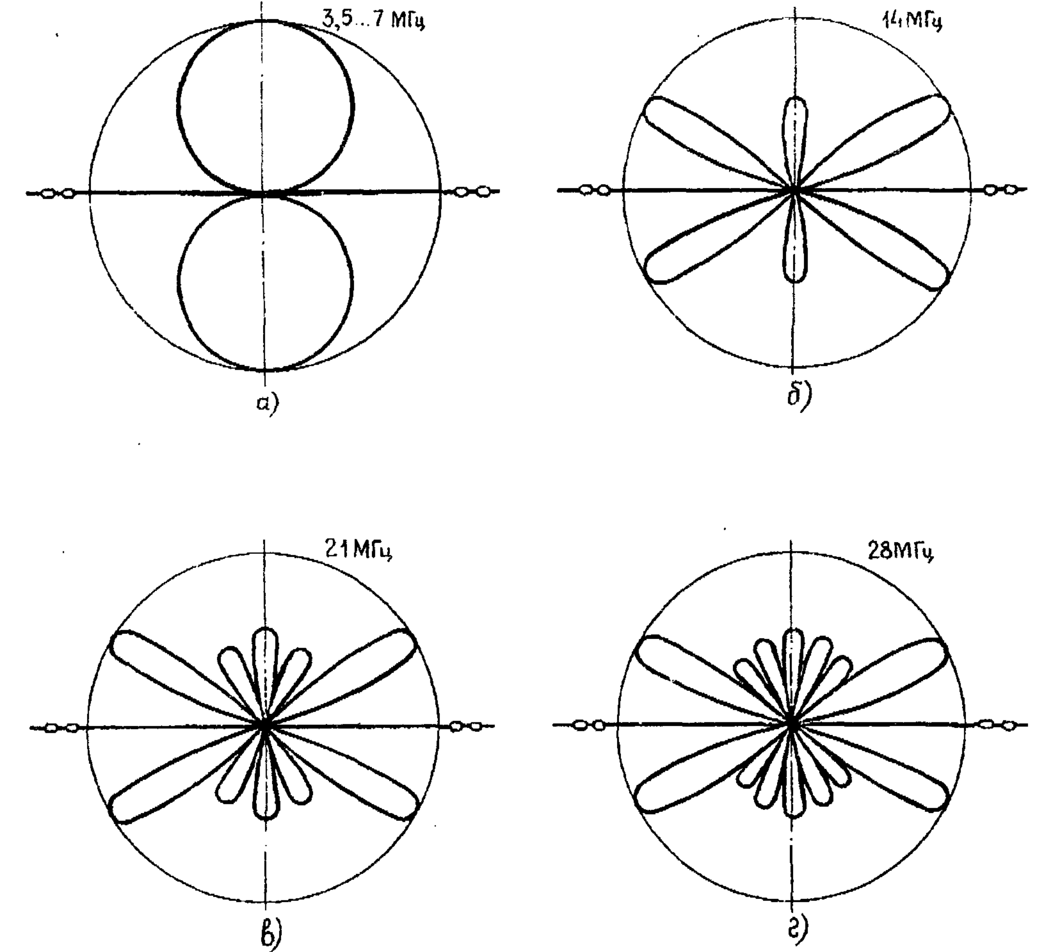


Рис. 8.30. Диаграмма направленности антенны W3DZZ в различных диапазонах.

Варианты антенны W3DZZ. В последние годы появились новые решения, направленные на улучшение параметров антенны W3DZZ. Эти решения нами систематизированы и представлены в табл. 8-4.

ТАБЛИЦА 8-4

Разновидность антенны W3DZZ

l_1, м	l_2, м	L, мкГн	С, пф	Диапазоны, МГц					Позывные
9,76	6,71	8,2	60	3,74,	7,20,	14,15,	21,40,	30	W3DZZ
9,76	6,71	8,0	65	3,70,	7,20,	14,10,	21,50,	30	W9JXH
9,76	6,71	5,8	85	3,85,	7,28,	14,00,	21,40,	29,8	W9JXH
9,76	6,71	4,6	102	3,92,	7,24,	13,80	21,35	29,9	W9JXH
9,76	6,40	5,0	95	3,90,	7,25,	14,10,	21,50,	29,9	W9JXH
10,07	6,71	8,5	60	3,70,	7,05,	14,10,	21,20,	28,4	DM2ABK
9,00	6,55	—	50	—	—	—	—	—	G 8KW
5,08	3,20	4,7	27	7,20,	14,10,	21,20	28,2	—	K2GU

Сочетая способ построения антенны с включением неоднородностей со способом построения многодипольных антенн, можно получить новые схемные решения рис. 8.31б. Однако следует подчеркнуть, что это направление еще недостаточно хорошо изучено.

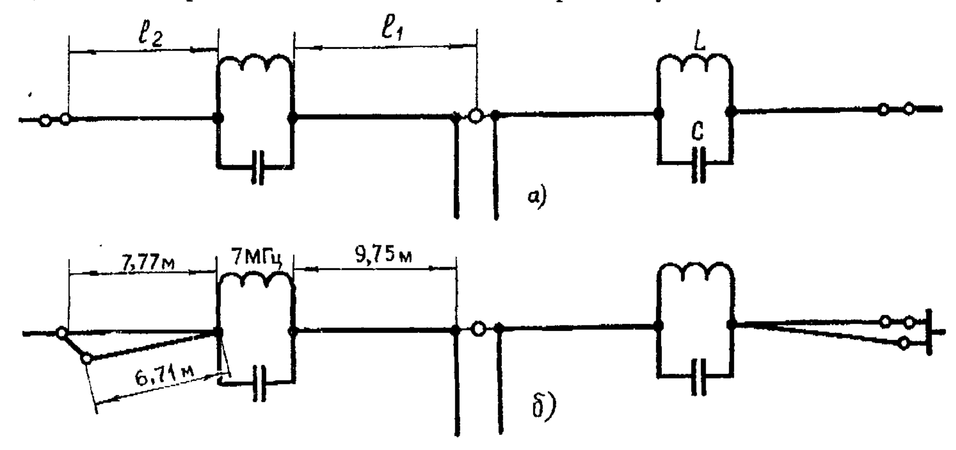


Рис. 8.31. Антенна W3DZZ:

а — основные параметры (для табл. 8-4); б — один из вариантов выполнения антенны.

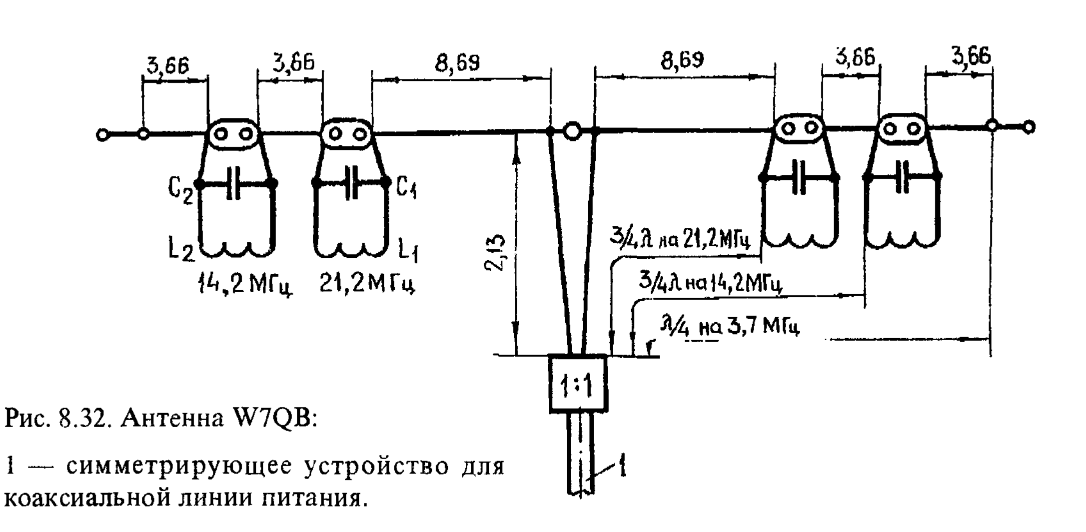


Рис. 8.32. Антенна W7QB:

1 — симметрирующее устройство для коаксиальной линии питания.

Антенна W7QB. Несколько раньше, чем антенна W3DZZ, использовалась антенна с четырьмя встроенными контурами. Эта антенны была сконструирована радиолюбителем с позывным W7QB и предназначалась для работы в диапазонах 3,5, 14, 21, МГц. На рис. 8.32 приведена схема антенны и указаны основные размеры. Основным элементом антенны является полуволновый диполь на 3,7 МГц. В антенну встроены резонансные контура L1C1 и L2C2.

В диапазоне 14 МГц контур L2C2 «отрезает» внешнюю часть плеча вибратора. Длина антенны (отсчет ведется от симметрирующего устройства) составляет 2 x 3 λ/4. Контур с L_2 = 5 мкГн и C2=25 пФ имеет резонансную частоту f_2= 14,2 МГц. Антенна в диапазоне 14 МГц имеет усиление !!!=1.8дБ (по сравнению с полуволновым диполем) В диапазоне 21 МГц контур L1C1 (L1 = 2мкГн и C1=25пФ) отсекает часть антенны и ее рабочая длина составляет 2 x3 λ/4.

Антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля через симметрирующее устройство без трансформации сопротивлений (коэффициент трансформации 1:1). Недостатком антенны является то, что она работает только в трех диапазонах, а основным достоинством – большее значение усиления, чем у полуволновой антенны, а также меньшие габаритные размеры длина 32 м.

АНТЕННА «СКАЗКИ АНДЕРСЕНА» — ВИБРАТОР С КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

В диапазоне коротких волн для питания антенн часто применяется коаксиальный вибратор. В простейшем случае полуволновый вибратор, входное сопротивление которого, как известно, 70 ом, может возбуждаться с помощью коаксиального кабеля любой длины рис. 8.33.

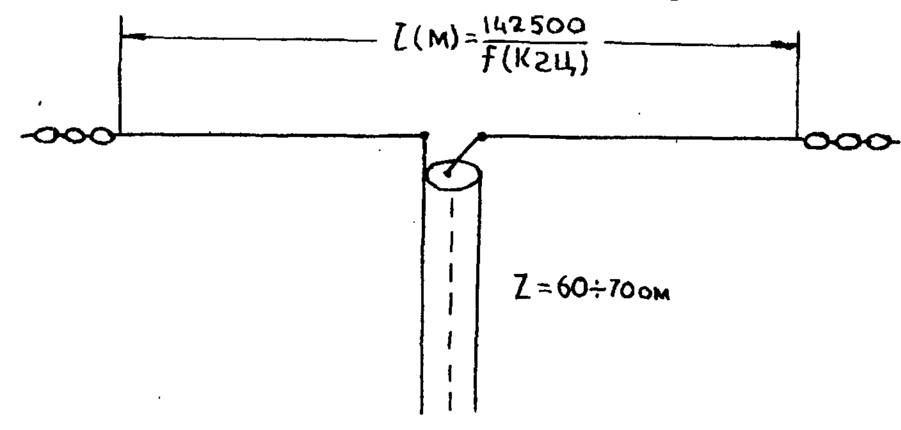


Рис. 8.33

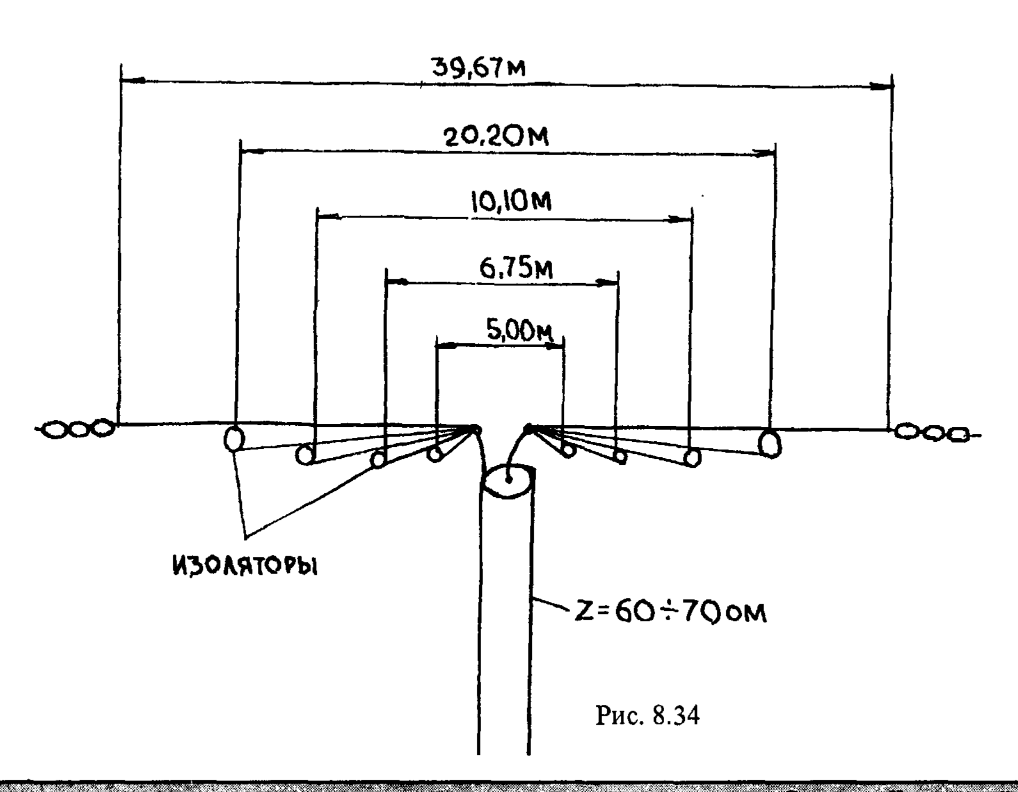


Рис. 8.34

«СОКРОВИЩА ВОСТОКА» — ВСЕВОЛНОВАЯ АНТЕННА С КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

На рис.8.34 изображена всеволновая антенна с кабельной линией передачи. В антенне для каждого диапазона используется отдельный полуволновый вибратор. Преимуществом рассматриваемой антенны является то, что питание для всех диапазонов ведется по одному и тому же коаксиальному кабелю произвольной длины и сама антенна занимает относительно мало места. Длины проводников для отдельных диапазонов рассчитывается по формуле.:

$$l = \frac{142500}{f}$$

где f частоты в КГц

Как и для всех других многодиапазонных антенн, следует обратить особое внимание на фильтрацию высших гармоник с помощью П-контура

«КВАРТЕТ В ЭФИРЕ» — СОГЛАСОВАННАЯ ЧЕТЫРЕХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА

Антенна, которая удовлетворительно работает даже на четырех диапазонах рис. 8.35.

Так же как и многодиапазонная антенна «виндом», представляет собой компромиссное решение: в линии передачи всегда имеются более или менее ярко выраженные стоячие волны. Помехи, которые дает эта антенна для радиовещания, имеют тот же характер, что и помехи, вызываемые антенной «виндом», хотя при питании антенны по ленточному кабелю с точно известным волновым сопротивлением помехи меньше, чем у антенны «виндом».

Поэтому данную антенну безусловно следует подключать к передатчику через симметричный П-контур.

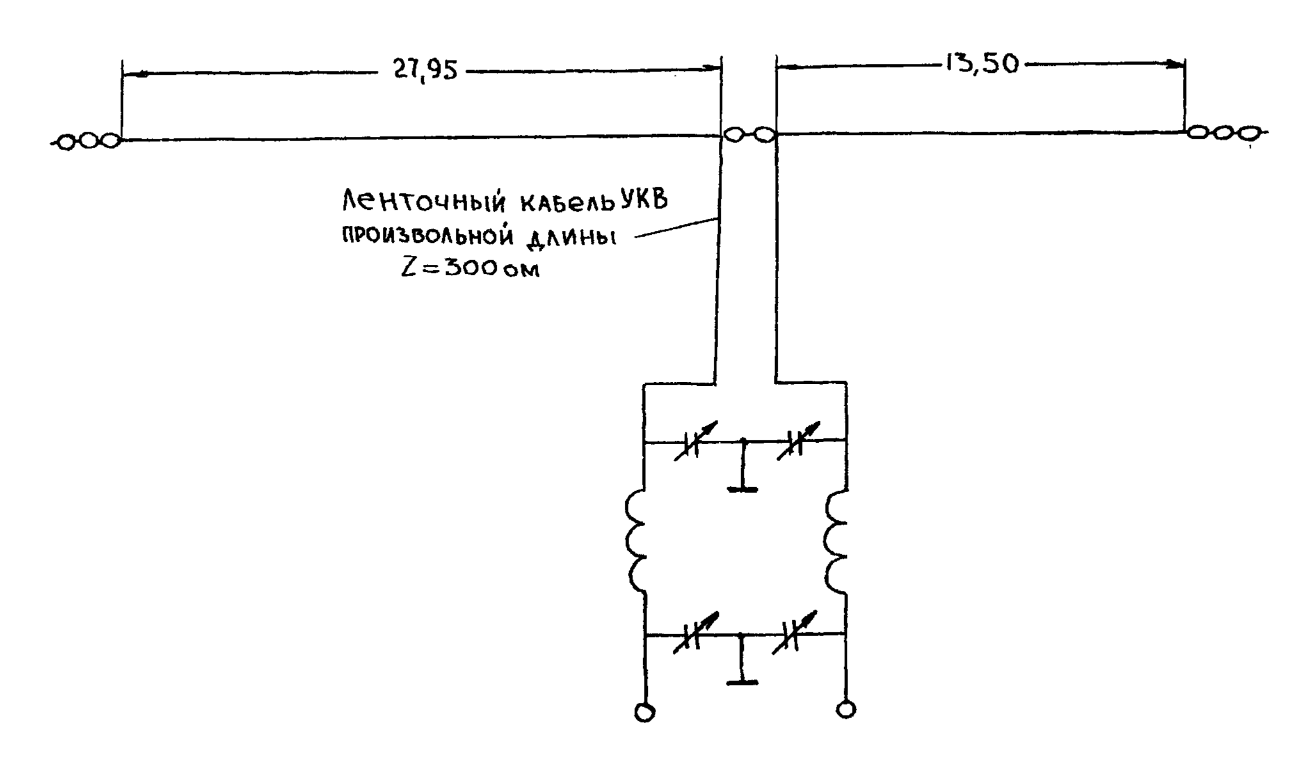


Рис. 8.22. «Квартет в эфире» — согласованная четырехдиапазонная антенна.

ПЕТЛЕВОЙ ВИБРАТОР

Петлевой вибратор, кроме диапазона УКВ, также часто применяется в коротковолновом диапазоне. К преимуществам петлевого вибратора относятся его относительная широкополосность и возможность питания любым ленточным кабелем любой длины. Петлевой вибратор может применяться только как однодиапазонная антенна, и для него коэффициент укорочения равен 0,98, т.е. петлевой вибратор несколько длиннее, чем простой полуволновый вибратор рис.8.36. Расстояние d между проводниками антенны равняется: 20 см для диапазона 3,5 МГц, 15 см для 7,0 Мгц, 10 см для 14,0 МГц. 7см для 21 МГц, 4 см для 28,0 Мгц.

Петлевой вибратор может быть изготовлен из ленточного кабеля, как это изображено на рис. 8.37а. При этом нужно иметь ввиду следующие обстоятельства: если рассматривать петлевой вибратор как параллельное соединение двух полуволновых вибраторов, то диэлектрическая постоянная изоляционного материала ленточного кабеля не влияет на коэффициент укорочения, который равен 0,98, однако, с другой стороны, петлевой вибратор можно рассматривать как соединение двух короткозамкнутых четвертьволновых линий, как показано на рис. 8.37б. В этом случае диэлектрическая постоянная изоляционного материала оказывает влияние на коэффициент укорочения, который равняется при этом 0,82. Если длины вибраторов, образующих петлевой вибратор составляют $\lambda/2 \cdot 0{,}98$, то вибратор настроен в резонанс, но составляющие его четвертьволновые отрезки линии слишком

Рис. 8.36

Рис. 8.37

Рис. 8.38

длинны, что приводит к появлению дополнительной реактивной составляющей. Если же выбрать длину вибраторов, равную $\lambda/2 \cdot 0{,}82$, то антенна как излучатель уже не настроена в резонанс и входное сопротивление антенны будет комплексным. На рис. 8.38 показано, как можно простейшим образом удовлетворить оба требования: геометрические размеры выбираются равными $\lambda/2 \cdot 0{,}98$, а на расстоянии $\lambda/2 \cdot 0{,}82$ друг от друга ленточный кабель замыкается.

Антенны, изготовленные из ленточных кабелей, особенно часто применяются в переносных станциях вследствие своего небольшого веса.

АНТЕННА «СИАМСКИЕ БЛИЗНЕЦЫ» — ДВА ПОЛУВОЛНОВЫХ ВИБРАТОРА

ЕСЛИ расположить два полуволновых вибратора в одну линию, как показано на рис. 8.39, то получается однодиапазонная антенна, диаграмма направленности которой может изменяться переключением линий передачи.

При синфазном питании обоих вибраторов направление основного лепестка диаграммы направленности перпендикулярно плоскости антенны, а усиление равно 2 Дб. При помощи простой переполюсовки линий передачи при подключении к катушке связи вибраторы возбуждаются противофазно, и диаграмма направленности соответствует диаграмме направленности волнового вибратор см. рис. 2.1 и усиление равно 1,2 дб. При переключении линий передачи вертикальный угол излучения не меняется.

Рис. 8.39. «Сиамские близнецы» — два полуволновых вибратора.

Y-ОБРАЗНАЯ АНТЕННА «НАТАЛКА-ПОЛТАВКА»

В так называемой Y-образной антенне рис. 8.40, используется Δ-образное согласующее устройство см. рис. 139. Длина вибратора равняется $\lambda/2$ и может быть определена, как и для всех полуволновых антенн по формуле

$$l[м] = \frac{142500}{f[кГц]}$$

Расстояние X между точками подключения согласующего устройства к вибратору определяется как

$$X[см] = \frac{36000}{f[кГц]}$$

а размер

$$D[м] = \frac{45100}{f[кГц]}$$

Согласованная линия передачи произвольной длины рис. 8.40 имеет волновое сопротивление, равное 600 ом, и представляет собой двухпроводную линию с воздушной изоляцией, изображенную на рис. 1.22. Расстояние между проводниками 150 мм, диаметр 2 мм, Y-образная антенна имеет такую же диаграмму направленности, что и полуволновый вибратор.

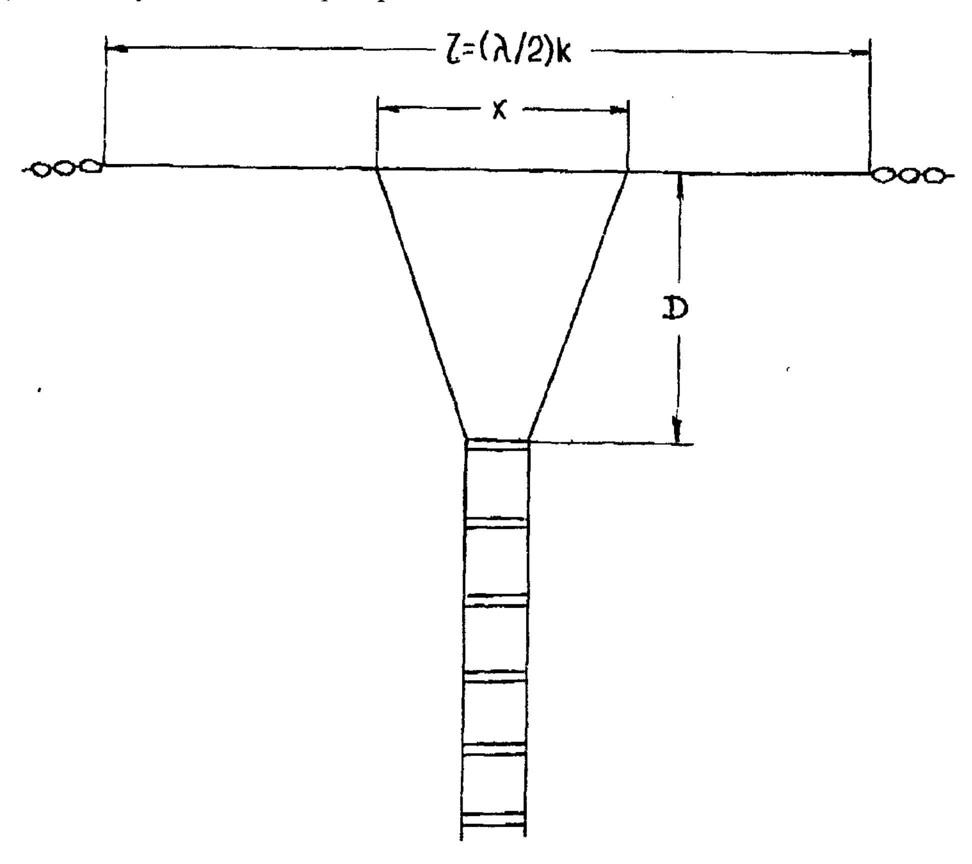


Рис. 8.40. Y-образная антенна «Наталка-Полтавка»

МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА «ГИБРАЛТАР»

Многодиапазонная антенна, предложенная радиолюбителем G5RV, получила широкое распространение вследствие простоты конструкции и небольших размеров. Однако не следует возлагать слишком большие надежды на эффективность этой антенны, так как она представляет собой компромиссное решение и дает усиление, немного превышающее есиление обыкновенного вибратора только в диапазоне 10 и 15 м. На рис. 8.41 приведены размеры антенны. К точкам питания антенны подключен отрезок линии длиной 12,9 м, что на волне 10 м составляет 5/4λ. Волновое сопротивление этой двухпроводной линии некритично и должно находиться вблизи 300 Ом. В случае если двухпроводная линия заменяется ленточным кабелем такой же электрической длины, потери в линии питания несколько возрастают. В диапазоне 10 м антенна имеет длину $6^{\lambda}/_{2}$ и, следовательно, питание осуществляется в пучности напряжения (высокоомный вход). Линия длиной 5/4λ содержит в себе нечетное число λ и, как известно, трансформирует большое сопротивление в низкое и наоборот. На нижнем конце линии, таким образом, имеется минимум напряжения (низкоомное сопротивление) и при подключении коаксиального кабеля с сопротивлением 60 ом достигается достаточно точное согласование.



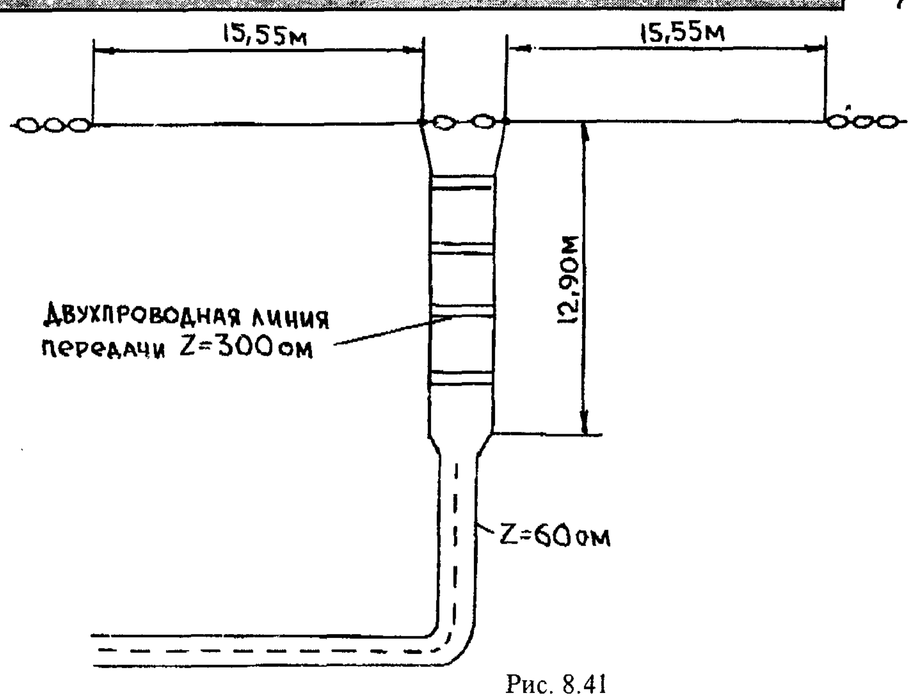


Рис. 8.41

λ/2·k или кратное число λ/2

λ/4 или кратное число λ/4

Рис. 8.42

В диапазоне 15 м длина вибратора равна почти 2λ, согласующая линии имеет при этом длину, несколько большую 3λ (относительно 15 м) Несмотря на это, согласование все же достаточно удовлетворительное. Для длины волны 20 м обе половины вибратора вместе имеют длину, равную 1,5λ и, следовательно, в точках питания входное сопротивление антенны небольшое. Так как подключенная к антенне согласующая линия на волне 20 м несколько длиннее, чем λ/2, то при этом имеет место плохое согласование с 60-омным коаксиальным кабелем, выражающееся в увеличении КСВ.

В диапазоне 40 м вибратор слишком длинный, чтобы быть полуволновым и, слишком короткий, чтобы представлять собой волновый вибратор. В этом диапазоне согласующая линия действует как часть антенны и соответственно удлиняет е. Такой вынужденный резонанс значительно снижает качество работы антенны в диапазоне 40 м и в этом случае ее следует рассматривать только как вспомогательную.

В диапазоне 80 м описанная антенна работает еще хуже.

МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА «ЦЕППЕЛИН»

Антенны, питаемые с конца, и в частности, антенны в виде длинного провода, предназначенные для работы на нескольких диапазонах, часто питаются с помощью настроенных линий рис. 8.42.

Антенна «цеппелин» — это простой полуволновый вибратор, питание которого осуществляется с помощью настроенной двухпроводной линии передачи, подключаемой к его концу.

Один провод передачи подключается к вибратору, а другой изолируется от него. Длина линии передачи должна составлять $\lambda/4$ или быть кратной $\lambda/4$. Если длина линии передачи равна 1/2λ, 1λ, 3/2λ и т.д, т.е. равна четному числу четвертей волны, то на входе и выходе линии передачи распределение токов и напряжений одинаковое. Если же длина линии передачи равна нечетному числу четвертей волны, т.е. 1/4λ, 3/4λ, 5/4λ, то распределение токов и напряжений на входе линии противоположно распределению на выходе.

На конце любого вибратора имеет место пучность напряжения. Если питание вибратора осуществляется по линии длиной 1/2λ, то на ее нижнем конце также имеется пучность напряжения и в этом случае говорят о связи с линией по напряжению. Если линия передачи имеет длину, равную 1/4λ (3/4λ, 5/4λ и т.д.), то при этом соотношение меняется и хотя на конце вибратора по-прежнему имеет место пучность, на нижнем конце линии имеется узел напряжения (пучность тока). При подсоединении линии передачи к передатчику в точках максимума тока говорят о связи по току.

Полуволновая антенна «цеппелин», рассчитанная на волну 80 м, одновременно может служить и широкодиапазонной антенной при некоторых ограничениях, так как на волне 40 м эта антенна работает как волновая антенна «цеппелин», а на волнах 20, 15, 10 м — как 2λ, 3λ, 4λ антенна в виде длинного провода с питанием на конце.

Если длина линии передачи составляет приблизительно 40 м, т.е. 1/2λ для 80 м, то на всех диапазонах имеет место связь с линией передачи по напряжению. Если же линия передачи имеет длину 20 м, что соответствует $\lambda/4$ для 80 м, то а частоте 3,5 Мгц имеет место связь по току, а на остальных диапазонах — по напряжению.

Схемы настройки для различных видор связи даны на рис. 8.43. Процедура настройки таких устройств связи с антенной будет подробно описана в гл 13.

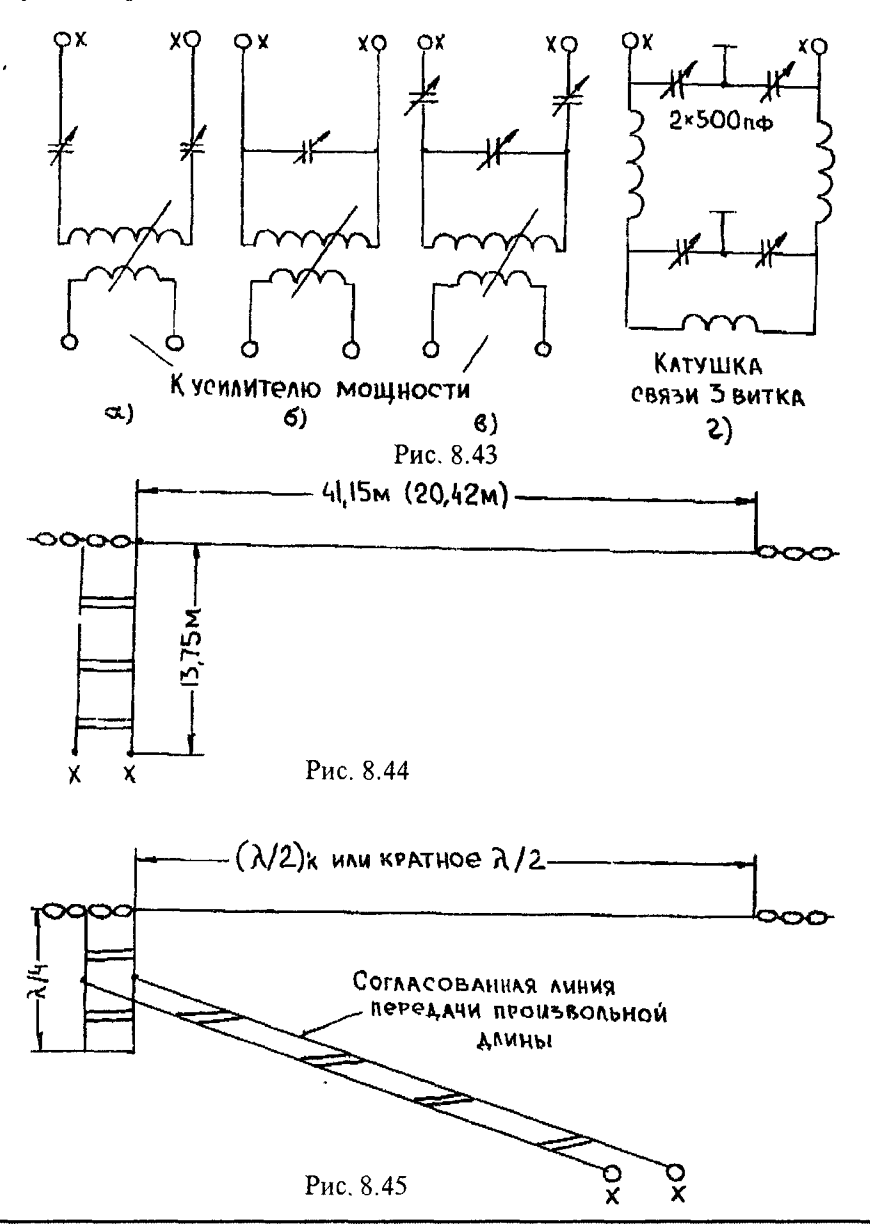


Рис. 8.43

Рис. 8.44

Рис. 8.45

Целесообразно, однако линию передачи не делать по длине, кратной точно $\lambda/4$, так как в этом случае возникают помехи, обусловленные паразитными синфазными волнами относительно земли. При этом усиливаются помехи радиовещанию и телевидению. Длина линии, равная 13,75, вполне приемлема для вседиапазонной антенны, уменьшает указанные помехи и может быть легко настроена в резонанс с помощью устройства настройки антенны.

Антенна сконструированная на основании приведенных выше соображений, показана на рис. 8.44.

Эта антенна для диапазонов 80, 40, 20, 15 м имеет связь по току, а в диапазоне 10 м — связь по напряжению и может быть также выполнена с длиной вибратора 20,42 м, но при этом в диапазоне 80 м антенна с питанием, показанным на рис. 8.44, не работает. Только если конец линии передачи, подключаемый к передатчику, замкнут накоротко и связь с оконечным каскадом осуществляется через П-контур, то в этом случае такая антенна может использоваться на волне 80 м в качестве простейшей L-образной антенны.

Если антенна, питаемая с конца, предназначена для использования только в одном диапазоне, то имеет смысл подключать к концу вибратора замкнутый четвертьволновый отрезок двухпроводной линии и осуществлять питание в режиме бегущей волны, как показано на рис. 8.45.

В качестве линии передачи, работающей в режиме бегущей волны, может использовать отрезок ленточного кабеля любой длины или самодельной двухпроводной линии.

ДВОЙНАЯ АНТЕННА «ЦЕППЕЛИН»

Как упоминалось, симметричный вибратор с центральным питанием имеет простую диаграмму направленности. Одна из таких антенн с центральным питанием, применяемая на всех коротковолновых диапазонах, известная как двойная антенна «цеппелин» рис. 8.46.

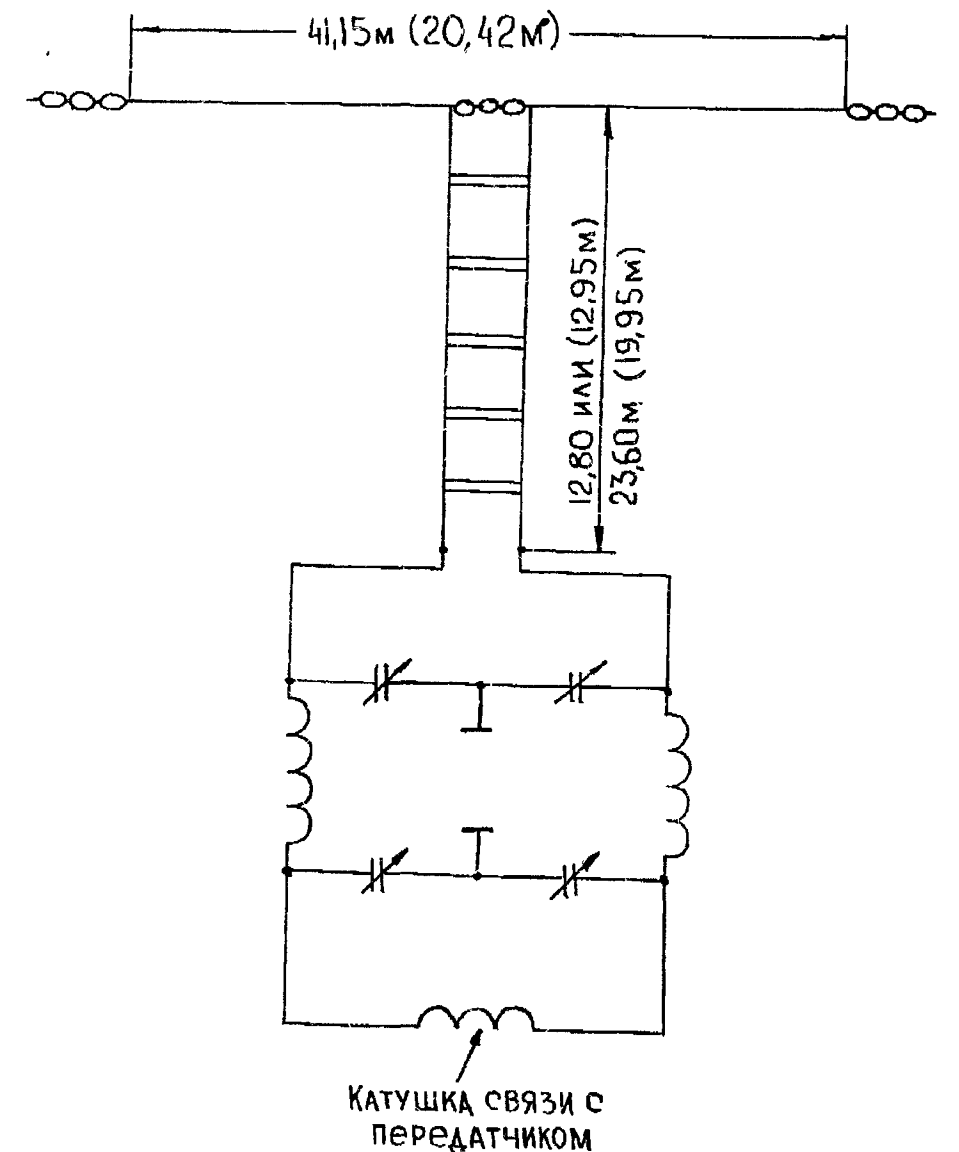


Рис. 8.46

Эта антенна может излучать паразитные волны, синфазные относительно земли, в случае, если линия передачи и подключения к ней половина вибратора составляют вместе $\lambda/2$ или длину, кратную $\lambda/2$. Поэтому следует избегать настройки линии передачи в резонанс. В таблице 8-5 приведены проверенные на практике размеры многодиапазонных антенн этого типа.

Таблица 8-5

Размеры для различных многодиапазонных антенн

Общая длина вибратора, м	Длина настроечной линии передачи, м	Диапазон, м	Вид связи линии с передатчиком
41,15	12,80	80	По напряжению
		40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По току
41,15	23,60	80	По напряжению
		40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По напряжению
20,42	12,95	80	По току
		40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По напряжению
20,42	19,95	80	По напряжению
		40	По току
		20	По напряжению
		15	По току
		10	По напряжению

Для настройки линии передачи и ее согласования с оконченным каскадом передатчика применяются схемы, изображенные на рис. 8.43. Однако наиболее часто применяется, так же как и для обыкновенной антенны «цеппелин», связь линии передачи с оконечным каскадом передатчика при помощи симметричного П-контура рис. 8.46.

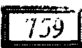
В случае использования симметричного вибратора исключительно в качестве однодиапазонной антенны согласование линии питания производится с помощью четвертьволнового согласующего шлейфа. Согласованная линия передачи может иметь любую длину, так как она работает в режиме бегущей волны. Следует иметь ввиду, что если общая длина вибратора равна по меньшей мере λ. Или целому числу λ (пучность напряжения в точке питания), то применяется замкнутый четвертьволновый шлейф, а если длина вибратора равна $\lambda/2$ или нечетному числу $\lambda/2$, то следует использовать разомкнутый четвертьволновый шлейф.

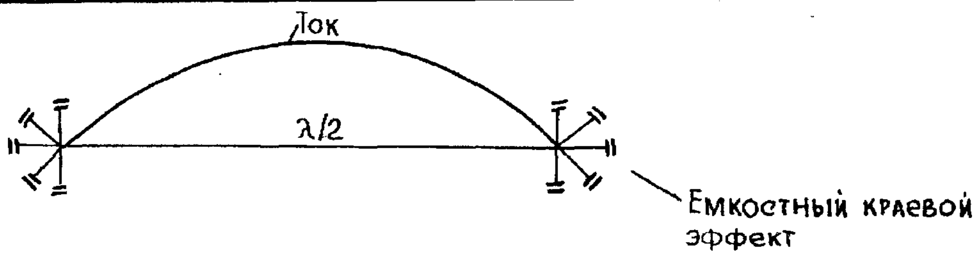
Само собой разумеется, что для согласования могут применяться любые типы согласующих устройств при условии, что они легко выполнимы конструктивно.

При описании L-образной антенны было установлено, что вибратор, работающий на всех диапазонах, практически может быть точно настроен в резонанс только для одного диапазона. Во всех других диапазонах следует учитывать большее или меньшее отклонение от резонансной длины вибратора.

Сказанное выше справедливо не только для L-образной антенны, но также и для всех возможных всеволновых антенн. Коэффициент укорочения антенны большей частью зависит от емкостного краевого эффекта, имеющего место на концах антенны. Как видно из рис. 8.47, если проводник возбуждается на







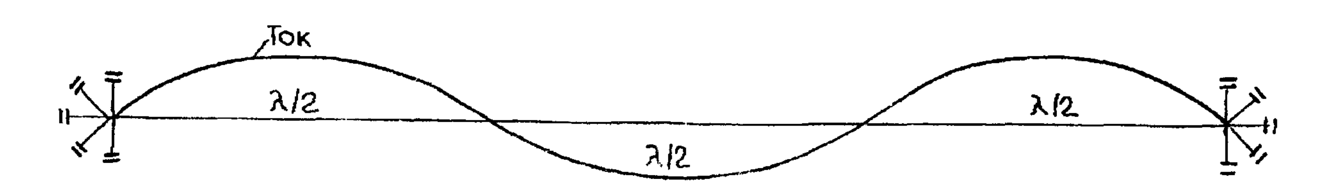
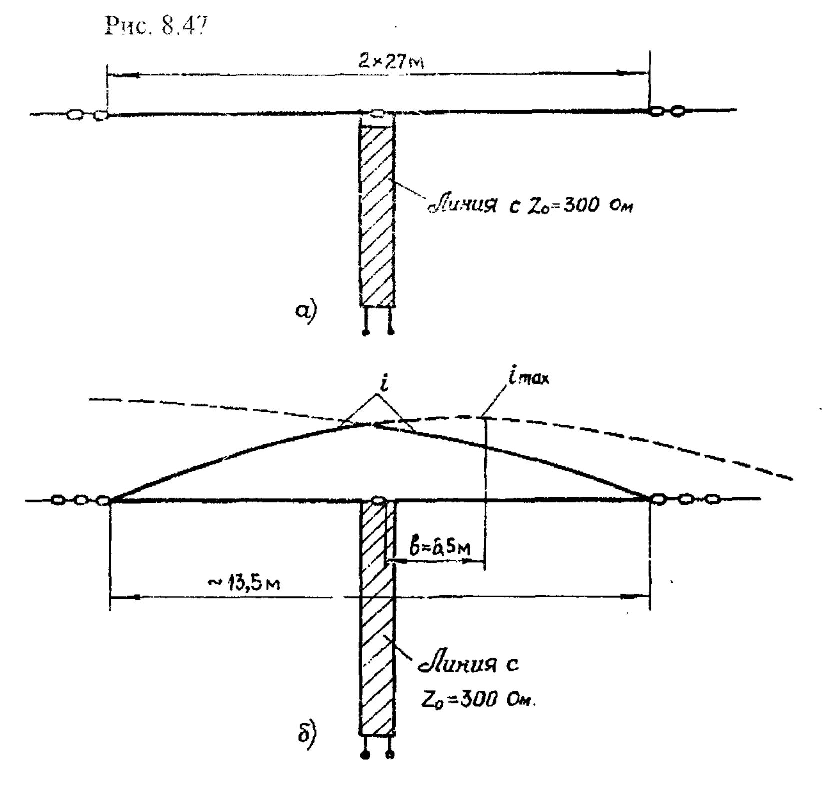


Рис. 8.47

высших гармониках его резонансной волны, т.е. по его длине укладывается несколько полуволн, то емкостный краевой эффект проявляется только на его концах.

Так как емкостный краевой эффект удлиняет электрическую длину антенны, то длина антенны должна быть уменьшена. Из рис. 8.47 ясно, что вибратор, по длине которого укладывается несколько полуволн, должен быть относительно меньше укорочен, чем полуволновый вибратор, так как емкостный эффект в этом случае возникает только на концах вибратора.



УДЛИНЕННАЯ И УКОРОЧЕННАЯ АНТЕННЫ ЦЕППЕЛИНА

На рис. 8.48а приведена схема антенны, получившей название удлиненной двойной антенны Цеппелина. Эта антенна отличается от антенны, приведенной на рис.8.9в, длиной плеча вибратора. Длина плеча вибратора равна 27м. Входное сопротивление антенны в диапазонах длин волн 10; 20; 40; 80 м R_A = 240...300 Ом (точное значение входного сопротивления зависит от высоты подвеса антенны), что позволяет для питания антенны использовать двухпроводную линию в ленточном диэлектрике.

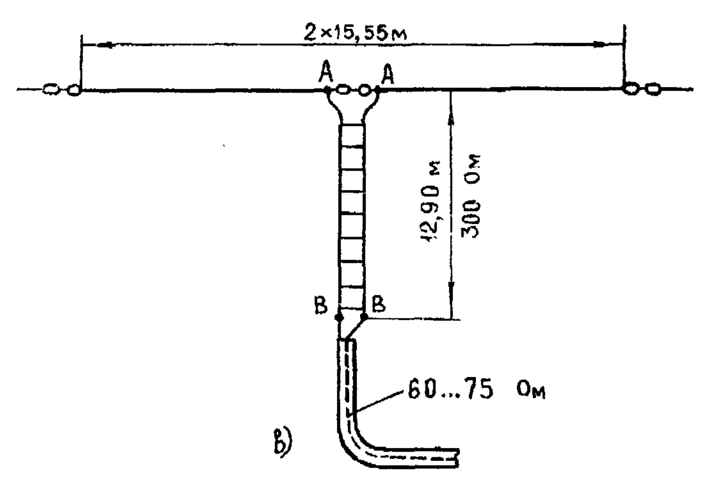
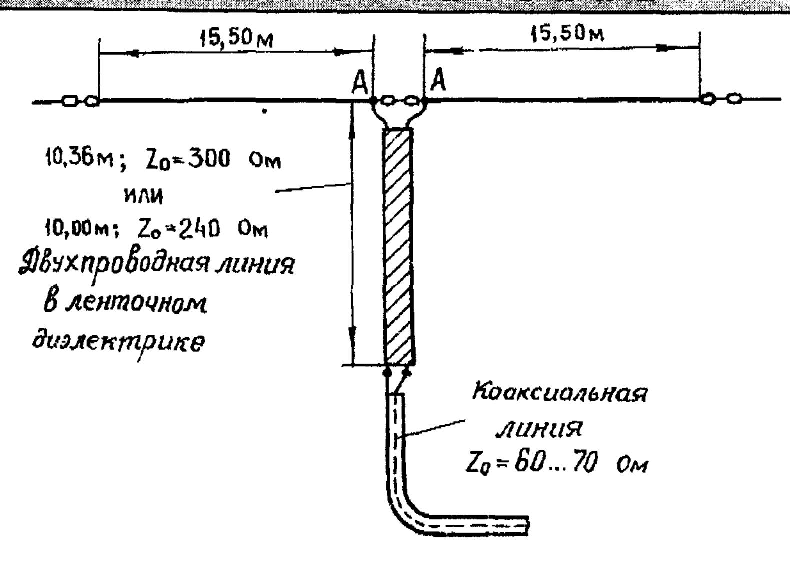


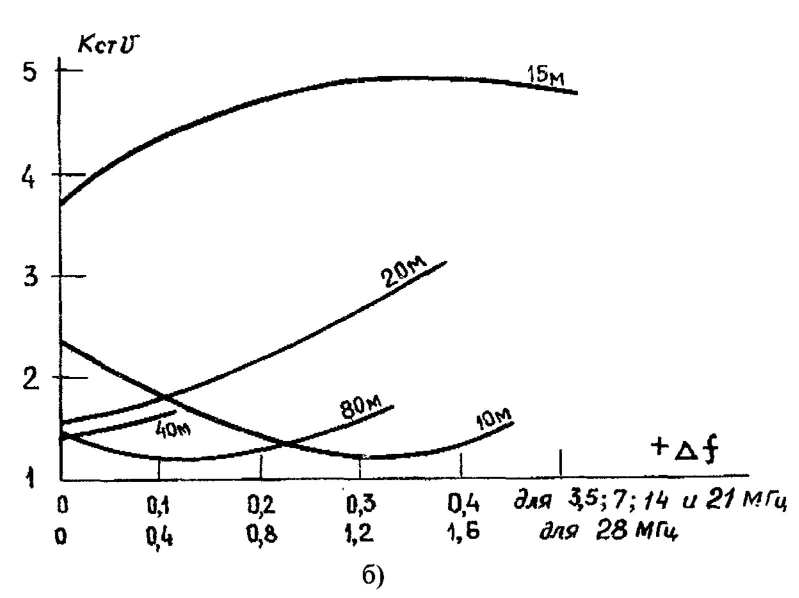
Рис. 8.48. Укороченная и удлиненная антенны Цеппелина: а — удлиненная двойная; б — укороченная двойная антенна Цеппелина; в — антенна G5RV.

Отметим, что коэффициент направленного действия такой антенны несколько больше, чем у обычной двойной антенны. Кроме того следует иметь ввиду, что входное сопротивление удлиненной антенны имеет реактивную составляющую, которую необходимо скомпенсировать, например, с помощью устройств, рассмотренных в параграфе 3.4.

на рис. 8.48б приведена схема укороченной антенны, которая хорошо согласуется в диапазонах 10; 20; 40; 80 м. Эту антенну обычно применяют, если пространство для размещения антенны достаточно ограничено. Точка, соответствующая максимальному значению тока, расположена на расстоянии L=6,5 м от места подключения питания антенны. Отметим, что коэффициент направленного действия укороченной антенны несколько ниже, чем у обычной двойной антенны, и значительно ниже, чем у удлиненной двойной антенны.



а)



б)

Рис. 8.49. Укороченная и удлиненная антенны Цеппелина:

а — антенна G5RV; б — частотная характеристика кожффициента стоячей волнв КстV во всех частотных диапазонах (для схемы на рис. а).

МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА «ВЕЛИКИЙ РЕЙХ»

Радиолюбитель DL7AB предложил довольно простой способ для настройки антенны «длинный провод» в резонанс для всех любительских диапазонов. Антенна работает по следующему принципу: в разрыв провода вибратора включается катушка, удлиняющее действие которой сказывается в наибольшей мере, когда она находится в пучности тока, и постепенно уменьшается по мере приближения узлов тока к катушке. На рис. 8.50 показано распределение тока по длине вибратора, имеющего длину $\lambda/2$ для диапазона 80 м используемого в качестве вседиапазонной антенны.

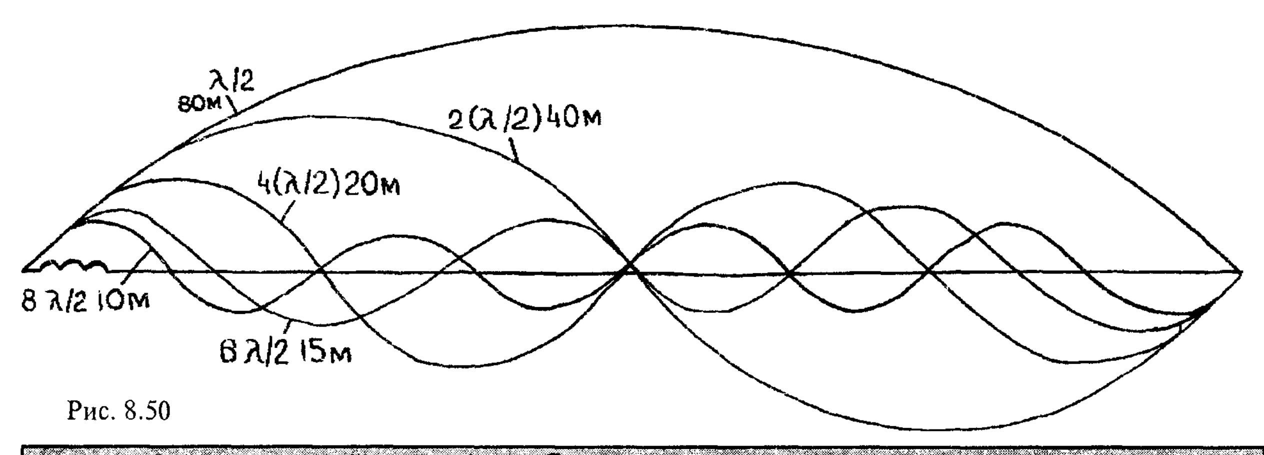


Рис. 8.50

При включении в вибратор удлиняющей катушки на расстоянии 2,5 м от конца вибратора в диапазоне 10 м эта катушка находится точно в первой пучности тока и ее удлиняющее воздействие, следовательно выражено наиболее сильно. В диапазоне 15 м катушка индуктивности уже находится на некотором удалении от пучности тока и ее удлиняющее действие ослабевает. По мере увеличения рабочей длины волны место включения удлиняющей катушки все больше и больше сдвигается в сторону узла тока и одновременно уменьшается ее действие в качестве удлинителя электрической длины антенны.

Если выбрать длину антенны равной 40 м, то для полуволнового вибратора она несколько коротка, но хотя удлинительная катушка находится почти в узле тока, все же ее действия достаточно, чтобы электрическая длина антенны была резонансной для волны 80 м. В диапазоне 40 м антенна короче требуемой резонансной длины уже на 1,7 м, при этом удлинительная катушка находится уже ближе к пучности тока и компенсирует укорочение.. В диапазоне 20 м отличие геометрической длины антенны от требуемой резонансной длины равной уже 2,3 м, в диапазоне 15 м — 2,5 м. Но удлинительная катушка по мере увеличения частоты все больше приближается к пучности тока и в возрастающей мере удлиняет антенны, настраивая ее таким образом в резонанс.

Итак, благодаря описанному выше изменяющемуся действию катушки в качестве удлинителя электрической длины антенна имеет необходимое резонансное значение во всех любительских диапазонах.

Точные данные о месте включения и значения индуктивности удлинительной катушки не приводятся по той причине, что у каждой антенны ее электрические характеристики зависят от проводимости земли, высоты подвеса конструкции, окружающих предметов и вида питания. В качестве отправных данных могут быть использованы величины, указанные на рис. 8.51.

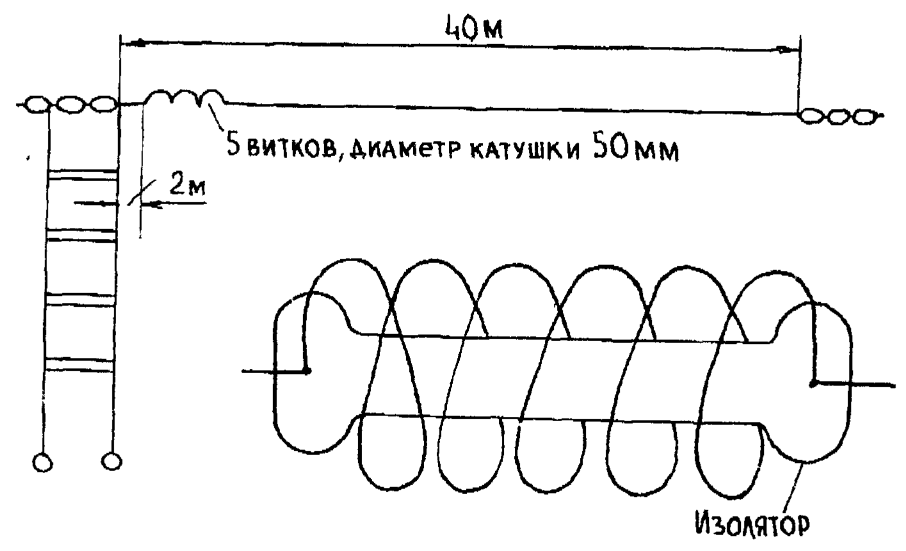


Рис. 8.51

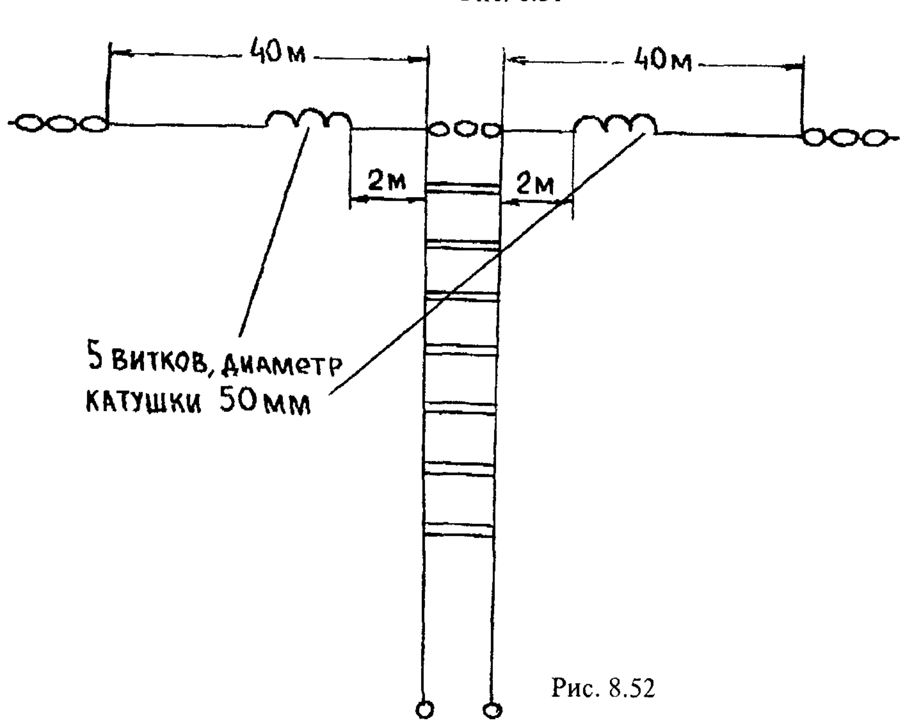


Рис. 8.52

Таким образом, используя антенну в виде длинного луча, предложенную DL7AB, мы получаем антенну, настроенную в резонанс для всех любительских диапазонов. На рис. 8.52 изображена многодиапазонная антенна с симметричным питанием.

Простейший метод проверки настройки антенны заключается в то, что выходной контур передатчика связывается с антенной и настраивается для достижения минимума анодного тока. Если антенна настроена, то она не расстраивает анодный контур, поскольку она в этом случае представляет собой чисто омическую нагрузку. Минимум анодного тока особенно ярко выражен, когда анодный контур не связан с антенной и наступает тогда, когда анодный контур настроен на частоту задающего генератора. Если при такой настройке выходного контура к нему подключить антенну, то анодный ток снова увеличивается. Изменяя емкость настроечного конденсатора анодного контура, снова находят — в этом случае менее резко выраженный — минимум анодного тока. Если антенна настроена на рабочую частоту передатчика, то минимум анодного тока имеет место точно при том же положении настроечного конденсатора, что и в случае отключенной антенны. Если же антенна не настроена на рабочую частоту, то вследствие этого она расстраивает выходной колебательный контур, внося в него дополнительное емкостное или индуктивное сопротивление. Минимум анодного тока при подключенной антенне будет иметь место при другом значении емкости настроечного конденсатора по сравнению с ненагруженным контуром.

АНТЕННА «ГОЛУБОЙ ДУНАЙ»

На рис. 8.53 представлен «петлевой» вариант антенны W3DZZ, которая возбуждается двухпроводной линией в ленточном диэлектрике с Z_0 = 240...300 Ом. Резонансные контура, настроенные на частоту 7,05 МГц, состоят из катушки с индуктивностью L = 6,4 мкГн и конденсатора с емкостью C = 68 пФ (рабочее напряжение $U_{раб}$ = 3кВ). Катушка выполнена из посеребренного провода диаметром 3 мм.

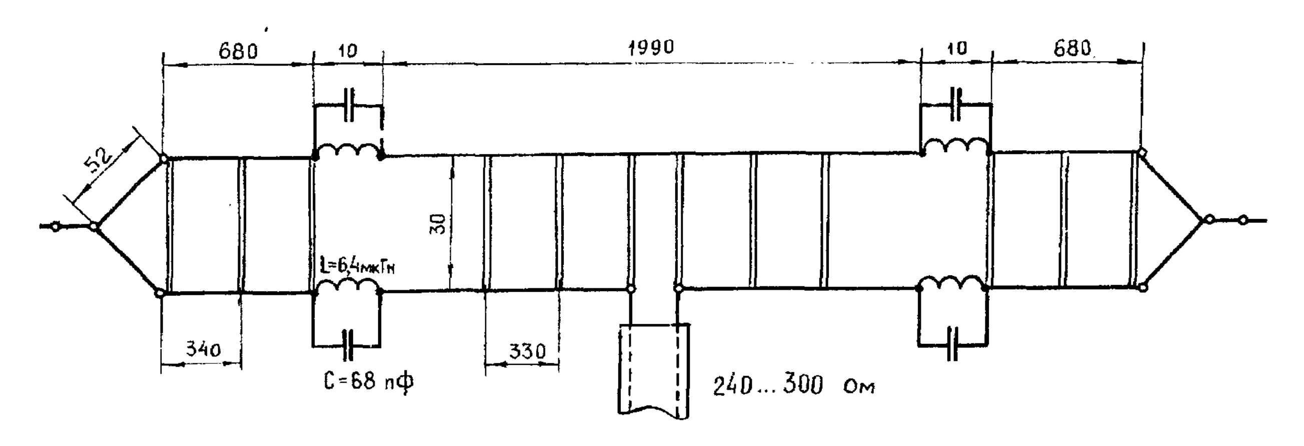


Рис. 8.53. Антенна HA5DM (размеры даны в сантиметрах.

Данная антенна обладает несколько больше широкодиапазонностью по сравнению с антенной W3DZZ. Коэффициент стоячей волны, как уже неоднократно отмечалось, зависит от окружающей среды. Для антенны HA5DM были достигнуты следующие значения КстU: для 3,5 МГц — 1,2, для 7 МГц — 1,3, для 14 МГц — 1,5, для 21 МГц — 1,8 и для 28 МГц — 2,0.

V-ОБРАЗНАЯ АНТЕННА

Как уже упоминалось, антенны в виде длинного провода используются как направленные излучатели. При V-образном расположении двух отдельных излучателей можно получить как увеличение усиления антенны, так и улучшение диаграммы направленности. При дополнении к обычному вибратору в виде длинного провода второго вибратора такой же длины получается V-образная антенна, усиление которой приблизительно на 3 дб больше, чем у простого вибратора в виде длинного провода. V-образная антенна может использоваться на всех диапазонах рис. 8.54, но занимает много места. При увеличении длины составляющих антенну проводников увеличивается усиление антенны в направлении основного лепестка и повышается направленность антенны. Оптимальный угол раскрыва α зависит от длины проводника L. На рис. 8.55 изображен график зависимости усиления антенны при соответствующих оптимальных углах раскрыва α от длины проводника L (образующего угол).

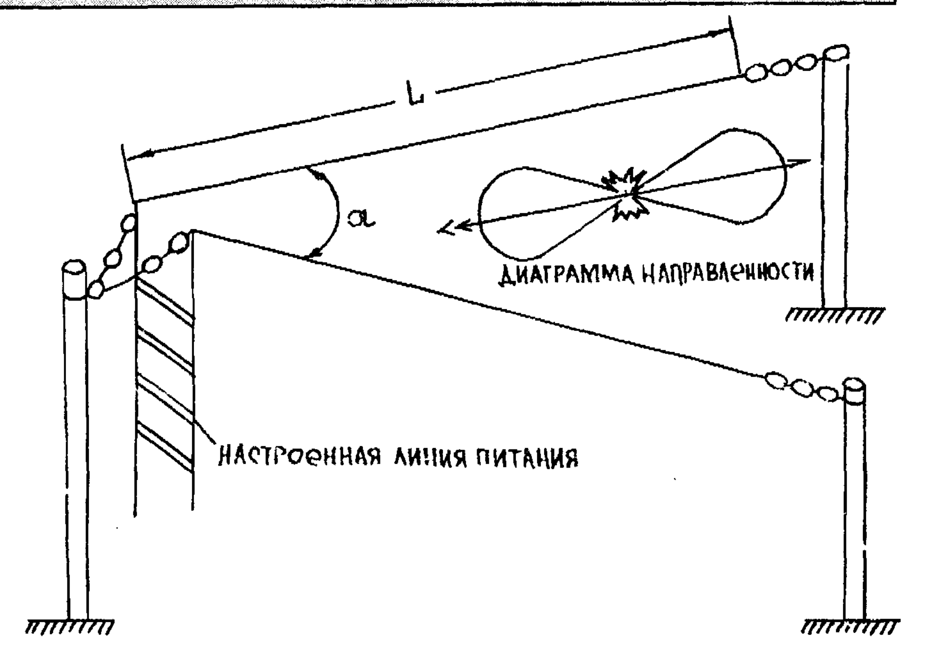


Рис. 8.54

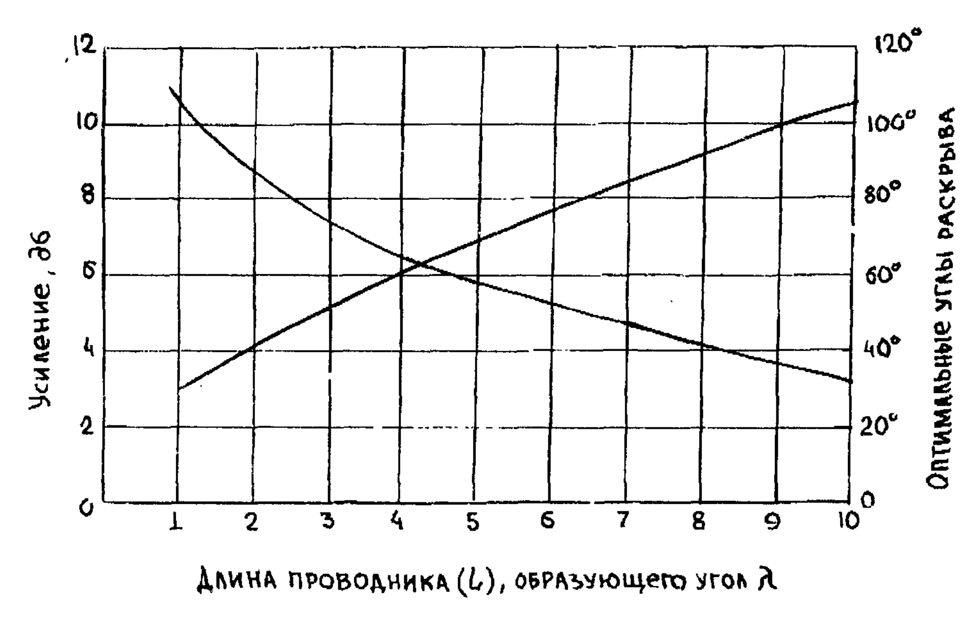


Рис. 8.55

Основным преимуществом V-образной антенны является ее относительно небольшой вертикальный угол излучения, что особенно важно для установления дальних связей.

Питание антенны в большинстве случаев осуществляется по настроенной линии передачи, так как в этом случае возможно использование антенны в нескольких диапазонах. В случае использования антенны только в одном диапазоне целесообразнее согласовывать линию передачи с антенной с помощью четвертьволновой линии V-образная антенна относительно широкополосна, и поэтому длину проводника можно изменять в некоторых пределах. Такая антенна с длинами проводников 63,05 м и углом раскрыва α = 47° имеет оптимальные размеры для диапазона 15 м (4,5λ усиление почти 6,5 дб). Эта же антенна может использоваться в диапазоне 10 м (6λ, усиление около 8 дб) и в диапазоне 20 м (3λ, усиление 5 дб). В диапазоне 7 и 3,5 МГц усиление значительно меньше. То, что вследствие небольших углов раскрыва на этих частотах увеличивается вертикальный угол излучения, не приводит к ухудшению рабочих характеристик.

V-ОБРАЗНАЯ ЗВЕЗДА

Чрезвычайно эффективной, но занимающей большую площадь, является антенна система, состоящая из комбинации V-образных антенн. Эта антенна может быть использована на всех любительских диапазонах и, кроме того, дает большое усиление во всех направлениях рис. 8.56а.

От центральной мачты высотой не меньше 10 м радиально располагаются 5 проводов, каждый имеющий длину 12,25 м с углами раскрыва по 72 град, закрепленные на 5 наружных мачтах. Рис. 8.56а.

Если сделать внешние мачты несколько ниже центральной, то при этом вертикальное излучение будет происходить под очень плоским углом. Этот эффект, разумеется, проявляется только в направлении раскрыва V-образной антенны, в противоположном направлении вертикальное излучение имеет большой угол наклона. От центральной мачты к радиостанции подводятся настроенные линии питания, расположенные в виде верши. Эта конструкция состсит из 5 одинаковых проводов, расстояние между которыми составляет от 10 до 15 см рис. 8.56б. Каждая пара соседних проводов представляет собой настроенную двухпроводную линию питания для подключенного к ним на конце центральной мачты V-образного излучателя. Переключение отдельных V-образных антенн производится простым подключением штекеров, связанных с устройством настройки антенны, к соответствующим гнездам антенного коммутатора,

аI аII аIII аIV аV
L=42,25м
а)
Длина проводника
L=42,25м
Углы раскрыва от
аI до аV по 72°
1 2 3 4 5
Настроенные линии питания
К оконечной ступени передатчика
б)

Рис. 8.56



состоящего в данном случае из пятиполюсной контактной панели, на которую заведены проводники настроенных линий питания. Так как рассматриваемая антенна состоит из 5 отдельных V-образных антенн, то можно подключать их попеременно, и, учитывая, что каждая антенна имеет двустороннюю диаграмму направленности, получить таким образом антенную систему, имеющую 10 направлений основного излучения. Раскрыв диаграммы направленности каждой антенны в горизонтальной плоскости составляет приблизительно 36 град,, следовательно, описанная V-образная антенна дает направленное излучение, которое при желании может перекрывать любой сектор в диапазоне 360 град. По сравнению с вращающимися антеннами типа волновой канал V- образная звезда имеет то преимущество, что работает в диапазонах 40 и 80 м, не требует использования металлических трубок, конструирования сложной механической конструкции и кропотливой настройки.

Ниже приведены данные для различных вариантов V-образной звезды: 7 проводов длиной 4λ, угол раскрыва 51,5 град, 8 проводов длиной 5λ, угол раскрыва 45 град, 9 проводов длиной 6λ, угол раскрыва 40 град.

Если нет необходимости перекрывать диаграммы направленности все направления с максимальным усилением антенны, то можно отказаться от одного или нескольких проводников. На рис. 8.57 изображен такой вариант выполнения V-образной звезды с четырьмя проводами, имеющими длину 3λ. Для 15 м и угол раскрыва 60 град.

Рекомендуется длину проводника, образующего угол раскрыва многодиапазонной V-образной звезды выбирать оптимальной для диапазона 15 м. Небольшие неточности в размерах линии питания и длины излучателя могут быть при этом компенсированы настройкой симметричного П-контура, связывающего настроенную линию питания с выходом передатчика. Длина излучателя может быть рассчитана по формулам, приведенным для расчета антенн в виде длинного провода.

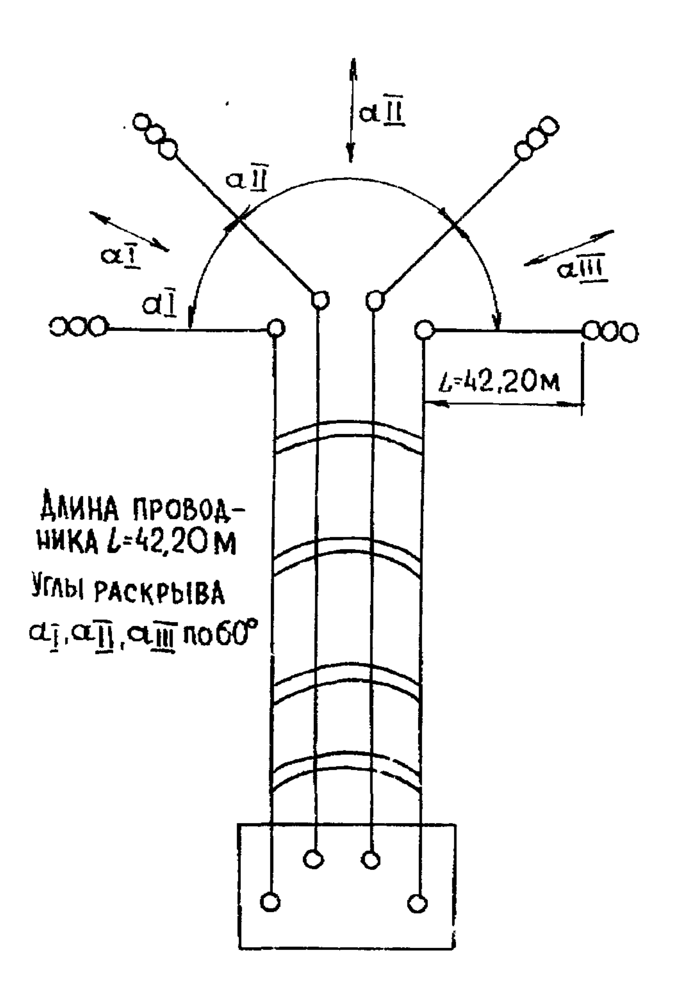


Рис. 8.57

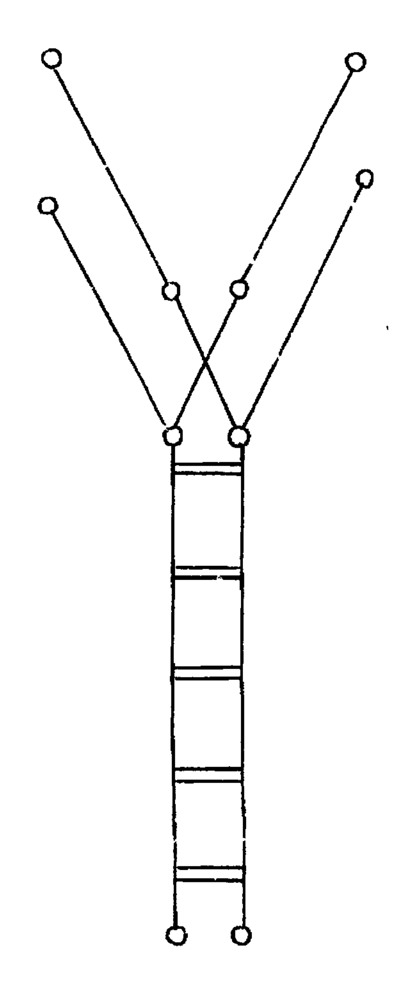


Рис. 8.58

ДВУХЭТАЖНАЯ Н-ОБРАЗНАЯ АНТЕННА

Усиление антенны может быть увеличено на 3 дБ вследствие сужения диаграммы направленности в вертикальной плоскости при расположении двух одинаковых Н-образных антенн друг над другом на расстоянии $\lambda/2$ рис. 8.58.

Следует обратить внимание на то, чтобы полуволновой отрезок, связывающий обе антенны, был бы перекрещен, так как $\lambda/2$ линия, трансформируя сопротивление в отношении 1:1 одновременно поворачивает фазу на 180 град. Для синфазного питания обеих антенн, следовательно следует применить перекрестное включение соединительных линий. Такие двухэтажные антенны в основном применяются в диапазоне 10 м и в диапазоне УКВ, так как в этом случае не требуется установка дополнительных мачт.

АПЕРИОДИЧЕСКАЯ V-ОБРАЗНАЯ АНТЕННА

Апериодический аналог V-образной антенны, описанной в разделе 2-28, изображен на рис. 8.59. Поглощающее сопротивление имеет величину около 600 ом.

Апериодическая V-образная антенна с двумя сторонами и острым углом между ними, каждая из которых замкнута на сопротивление 500 ом, показана на рис. 8.60. Для такой антенны уже требуется три мачты и два поглощающих сопротивления. Кроме того, поглощающее сопротивление подключается к искусственной земле, роль которой играет отрезок провода длиной $\lambda/4$, что приводит к частотной зависимости электрических свойств антенны, и поэтому приходится в различных диапазонах использовать отрезки проводников различной длины.

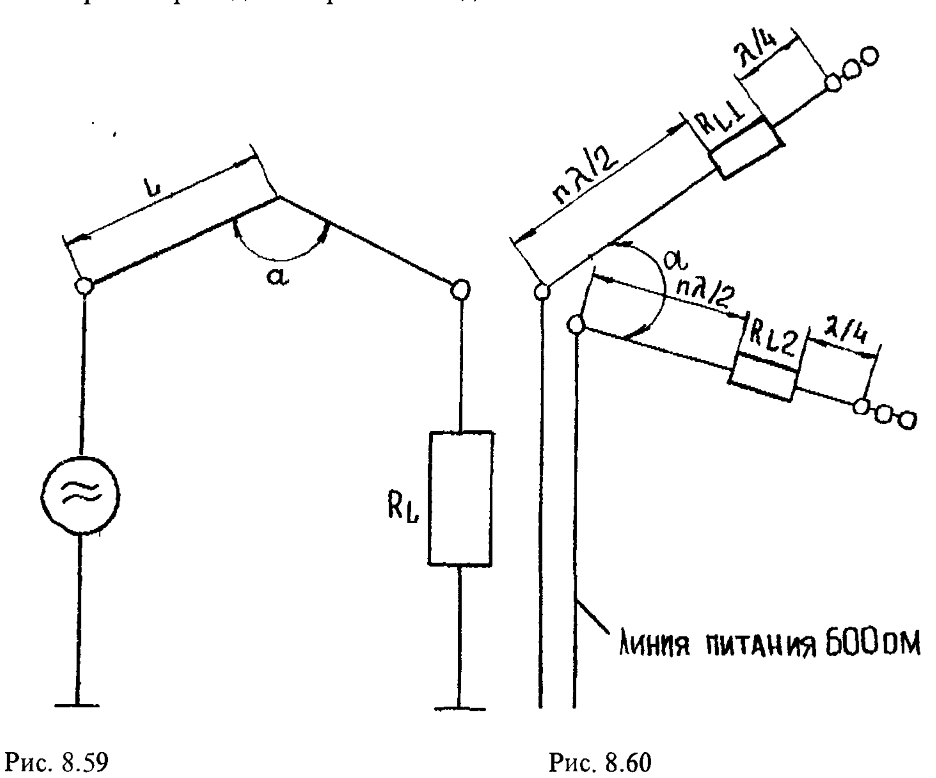


Рис. 8.59 Рис. 8.60

УКОРОЧЕННАЯ АНТЕННА ТИПА «ИНВЕНТИРОВАННОЕ V»

Если не хватает места для установки антенны типа «инвертированное V», то можно несколько модернизировав антенну, существенно уменьшить ее габаритные размеры. Модернизация заключается в том, что в состав антенны вводят удлиняющие катушки индуктивности. Конструкция такой модернизированной антенны рис.8.61 может обеспечить работу в трех диапазонах частот: 3,5 и 7 МГц.

В этом варианте мачта антенны имеет высоту около 7 м, а концы антенны укрепляются в двух точках на высоте 1,5 м над поверхностью земли.

Отличие рассматриваемой антенны заключается из способа питания: здесь используется дельта-трансформатор. Питание к антенне подводится через коаксиальный кабель, волновое сопротивление которого R_w = 50,,,75 Ом. На выходе передатчика должен быть установлен фильтр, который дает возможность осуществить точное согласование сопротивлений во всем диапазоне частот.

Рис. 8.61. Укороченная антенна типа «инвертированное V» для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц.

Электрические параметры земли сильно влияют на характеристики антенны, особенно на ее концевую емкость. Поэтому после изготовления антенна нуждается в настройке. Во время настройки и согласования антенны необходимо следить за частотой резонанса. С этой целью вокруг питающей линии размещают одновитковую петлю, которая через соединительную линию подключена к приемнику. Целесообразно также проводить измерения КстU в нескольких точках рабочего диапазона, а результаты наносить на график. Этот способ, хотя и является более трудоемким, позволяет получить более правильную оценку параметров антенны.

Отклонение от резонансной частоты f=3,5 МГц на 100 кГц соответствует изменению длины антенны (со стороны земли) на 5 см. Если не удастся добиться хороших результатов по согласованию обычными методами, то рекомендуем использовать еще один: изменить точки подключения дельта-трансформатора. Антенна в диапазоне 80 м является узкодиапазонной.

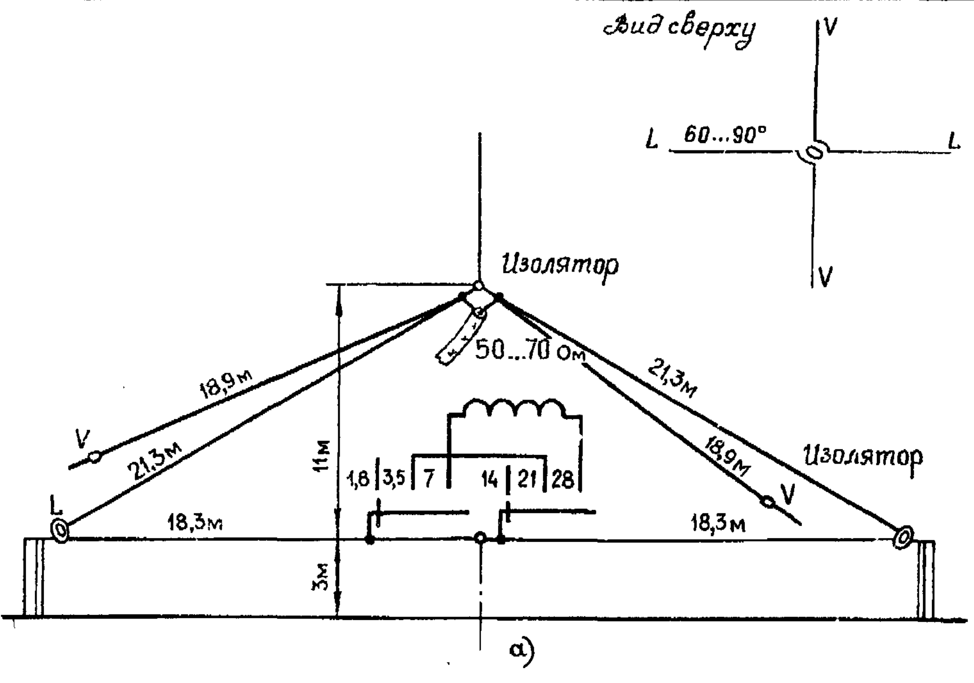
Заметим, что оба варианта антенны типа «инвертированное V» могут быть использованы для быстрого развертывания станции в полевых условиях. Мачту для таких антенн легко изготовить из подручных средств, например из мачт и кронштейнов обычной палатки. Два человека могут установить такую антенну за 20 мин.

АНТЕННА ТИПА «ДЕЛЬТА + ИНВЕРТИРОВАННОЕ V»

Поиски лучших вариантов антенны, работающей в диапазонах 1,8, 3,5, 7МГц привели к созданию двойной антенны со свойствами, по мнению авторов, лучшими, чем у простой антенны типа «инвертированное V» Эта антенна, разработанная радиолюбителем с позывными W2EGH, имеет мачту высотой 14 м рис. 8.62. Нижний габарит антенны составляет 37 м. Нижние концы антенны через изоляторы укреплены на столбах высотой 3 м.

Одна часть антенны создает петлю типа «дельта». В диапазоне 1,8 МГц она разомкнута и ведет себя как полуволновый диполь с загнутыми плечами. Входное сопротивление антенны составляет около 50 Ом. В диапазоне 3,5 МГц концы петли замкнуты. Петля имеет длину λ и входное сопротивление около 150 Ом.

Параллельно подключена другая часть антенны в виде антенны типа «инвертированное V», размещенная в перпендикулярной плоскости. Она имеет входное сопротивление около 75 Ом. Результирующее входное сопротивление антенны в диапазоне 3,5 МГц составляет около 50 Ом. В диапазоне 7 МГц петля имеет длину, близкую к 2λ, что соответствует сопротивлению более 150 Ом, а часть антенны, соответствующая антенне типа «инвертированное V» , имеет длину !λ и входное сопротивление около 100 Ом. Результирующее сопротивление — 60 Ом. Резонансная частота петли длиной 2λ составляет примерно 7,4 МГц. Для снижения резонансной частоты в антенну вводится дополнительная катушка с индуктивностью 18 мкГн, имеющая отводы для точной настройки антенны на частоту 7,05 МГц. Катушка диаметром 50 мм имеет 35 витков, выполненных проводом диаметром 1,5 мм. При работе в диапазоне 3,5 МГц катушку можно не включать. Антенна пригодна и для работы в более высокочастотных диапазонах, но имеет в них большее значение Кстu. Диаграмма направленности антенны является результатом сложения диаграмм обеих антенн и достаточно близка к круговой.



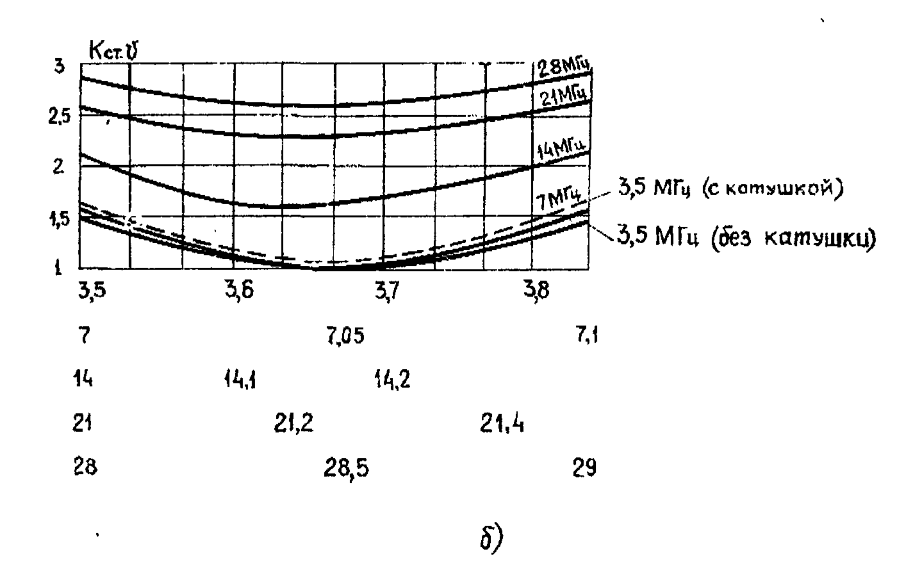


Рис. 8.62. Антенна типа «Дельта + инвертированное V›
а —схема; б — частотная характеристика.

УКОРОЧЕННАЯ АНТЕННА

Каждый радиолюбитель, устанавливающий антенну, стремится получить максимальную эффективность. На практике часто встречаются объективные причины, которые вызывают снижение эффективности антенны. Наиболее распространенной причиной является нехватка места для установки антенны (особенно сильно сказывается это обстоятельно при установке антенны для 80-метрового диапазона, в котором начинают свою работу радиолюбители). Кроме того даже при работе в более высокочастотном диапазоне, как правило, не имеющемся в распоряжении радиолюбителя пространстве (обычно крыши домов) удается расположить только одну антенну из числа тех, которые до сих пор рассматривались.

Поэтому теперь перейдем к рассмотрению основных схем укороченных антенн (рис. 8.63). В основном будем касаться антенн, предназначенных для работы в диапазонах 40 и 80 м. Отметим, что универсального рецепта по выбору схемы антенны для диапазона 80 м не существует. Представленные ниже описания антенн должны помощь радиолюбителю приняуть решение, соответствующее местным условиям. Первую антенну можно рассматривать как вариант петлевой антенны, уже в определенной степени нам хорошо знакомой.

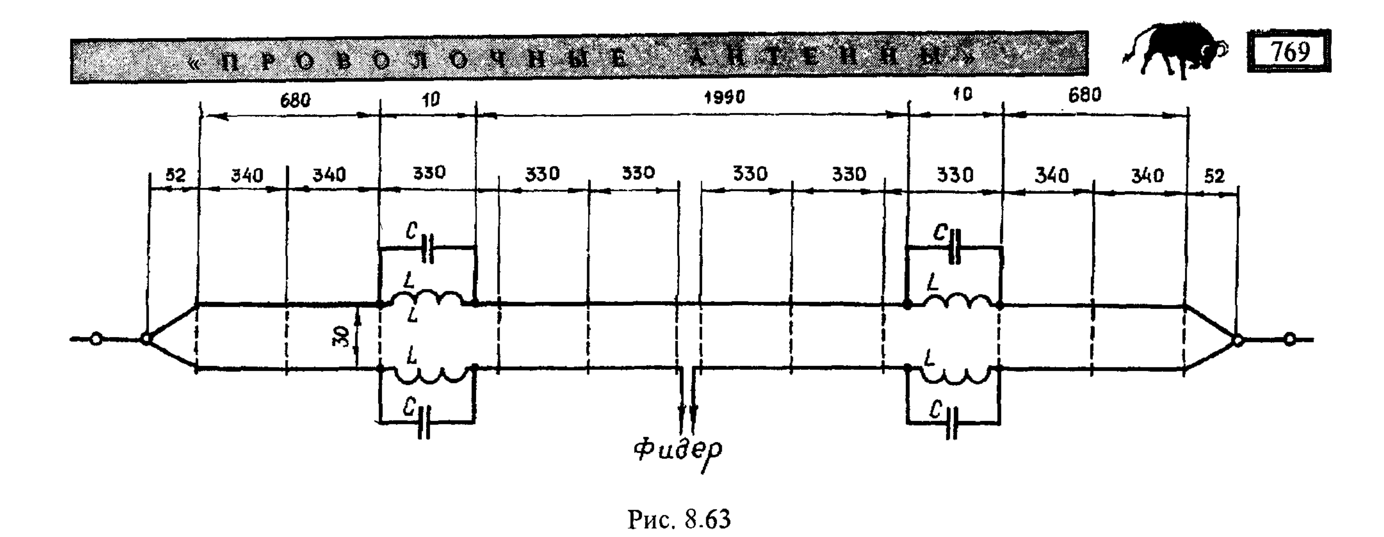


Рис. 8.63

ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА ТИПА Т

Показанная на рис. 8.64 антенна типа Т имеет достаточно компактную конструкцию и не занимает много места в пространстве. Она предназначена для работы в диапазонах 40 и 80 м. В диапазоне 80 м антенна работает как вибратор с вертикальной поляризацией, выполненный из двухпроводной линии, и имеет эффективную длину около $\lambda/4$.

Рис. 8.64. Двухдиапазонная антенна типа Т:

а...в — трансформация вертикального диполя в антенну типа Т; г — основные геометрические размеры.

Трансформируя конфигурацию четвертьволнового диполя так, как это показано на рис. 8.64, получаем антенну типа Т, имеющую ту же самую резонансную частоту. В диапазоне 3,5 МГц излучение происходит в основном с вертикальной части антенны, а горизонтальная часть выполняет роль концевой емкости. Входное сопротивление антенны составляет около 100 Ом. Характеристики излучения (КПД, направленные свойства) очень сильно зависят от свойств почвы. Отметим в этой связи, что данная антенна требует применения заземляющей системы .

В диапазоне 7 МГц излучает горизонтальная часть антенны, которую можно рассматривать как петлевую антенну. Так как периметр этой антенны составляет $\lambda/4$, то ее входное сопротивление велико.

Вертикальная часть антенны в данном случае не излучает, а является четвертьволновым трансформатором, позволяющим согласовать входное сопротивление антенны с волновым сопротивлением линии питания Z_0 = 200 Ом.

В диапазоне 80 м антенна работает как вертикальный диполь. Важно подчеркнуть, что линия питания должна быть расположена перпендикулярно к поверхности земли и что вблизи антенны не должны находиться громоздкие объекты. В противном случае диаграмма направленности в горизонтальной плоскости не будет круговой.

Н-ОБРАЗНАЯ АНТЕННА

По своему внешнему виду эта направленная проволочная антенна напоминает латинскую букву Н, лежащую на боку рис. 8.65.

Легко понять, что речь в данном случае идет о двух волновых вибраторах, расположенных друг над другом на расстоянии полуволны.

Элементы антенны возбуждаются синфазно (соединительные линии перекрещены). В данном случае используется согласованная линия передачи с подключением к антенне через короткозамкнутый

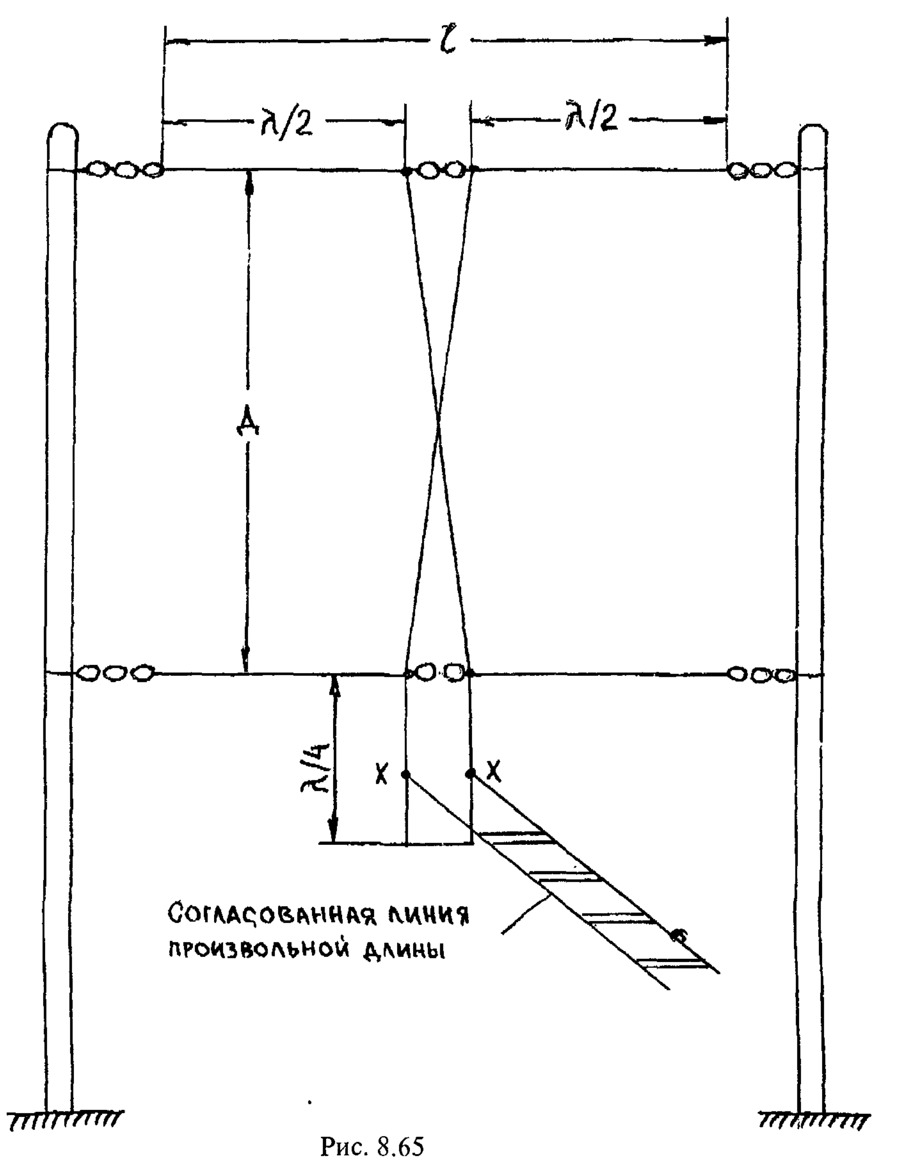
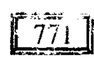


Рис. 8.65

четвертьволновый шлейф, который осуществляет согласование любого волнового сопротивления линии передачи с входным сопротивлением антенны.

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости соответствует диаграмме направленности волнового вибратора и симметрична относительно оси вибратора. Ширина основного лепестка диаграммы направленности антенны приблизительно равна 60 град. В результате вертикального расположения увеличивается направленность и в вертикальной плоскости. Н-образная антенна вследствие указанных выше свойств имеет довольно пологий угол вертикального излучения, что очень желательно для перекрытия больших расстояний при установлении дальних связей. Теоретическое усиление рассматриваемой антенной системы равняется 5,8 дб. На практике же оказывается, что Н-образная антенна проявляет себя лучше других антенн с таким же теоретическим коэффициентом усиления. Это объясняется пологим вертикальным углом излучения Н-образной антенны. Так же как и для всех других антенн, в данном случае справедливо требование как можно большей высоты подвеса.

Желательно, чтобы нижний этаж антенны находился по меньшей мере на расстоянии $\lambda/2$ над поверхностью земли, однако и при меньших высотах подвеса можно рассчитывать на хорошие рабочие характеристики антенны.

Обычно расстояние между этажами выбирается равным $\lambda/2$. При увеличении этого расстояния коэффициент усиления увеличивается, а при уменьшении его уменьшается. В табл. 8-6 приведены размеры проводников, расстояний между этажами и получаемые коэффициенты усиления Н-образной антенны для диапазонов 20, 15, 10м, в которых в основном проходят дальние связи.

Таблица 8-6.

Размеры Н-образной антенны

Диапазон, м	Длина вибраторов, м	Расстояние А, м	Усиление антенны, дб
20	20,60	10,50	5,8
		7,95	4,4
		15,90	6,6
15	13,90	7,10	5,8
		5,33	4,4
		10,70	6,6
10	10,25	5.3	5,8
		4,00	4,4
		7,95	6,6

Антенна рис.8.66 может питаться с помощью настроенной двухпроводной линии передачи с воздушной изоляцией.

Входное сопротивление в этом случае 2000 ом. Видоизменение питания антенны, не требующее перекрещивания соединительной линии, показано на рис. 8.67.

При питании в центре полуволновой соединительной линии она практически разбивается на две четвертьволновые линии, подключенные к верхнему и нижнему этажам антенны соответственно. На рис. 8.68 сравниваются оба вида питания, и, как видно из указателей, показывающих направление прохождения тока, в обоих случаях элементы антенны возбуждаются синфазно.

Н-образная антенна с центральным питанием может также возбуждаться с помощью согласованной линии передачи, так как в этом случае входное сопротивление антенны низкоомное. Если рассматривать каждый этаж антенны как волновый вибратор с подключенным к нему четвертьволновым шлейфом и принять входное сопротивление вибратора равным 4000 ом (отношение длина волны\диаметр проводника большое), а волновое сопротивление шлейфа равным 600 ом, то волновое сопротивление согласованной линии передачи может быть рассчитано по формуле

$$Z=\sqrt{Z_л \cdot Z_п}$$

Подставляя в формулу указанные выше значения, получаем:

$$600=\sqrt{Z_п \cdot 4000}$$

Отсюда $Z_п$ равно почти 100 ом. Так как оба этажа антенны включаются параллельно, то их входные сопротивления соединяются параллельно и, следовательно, волновое сопротивление согласованной ли-

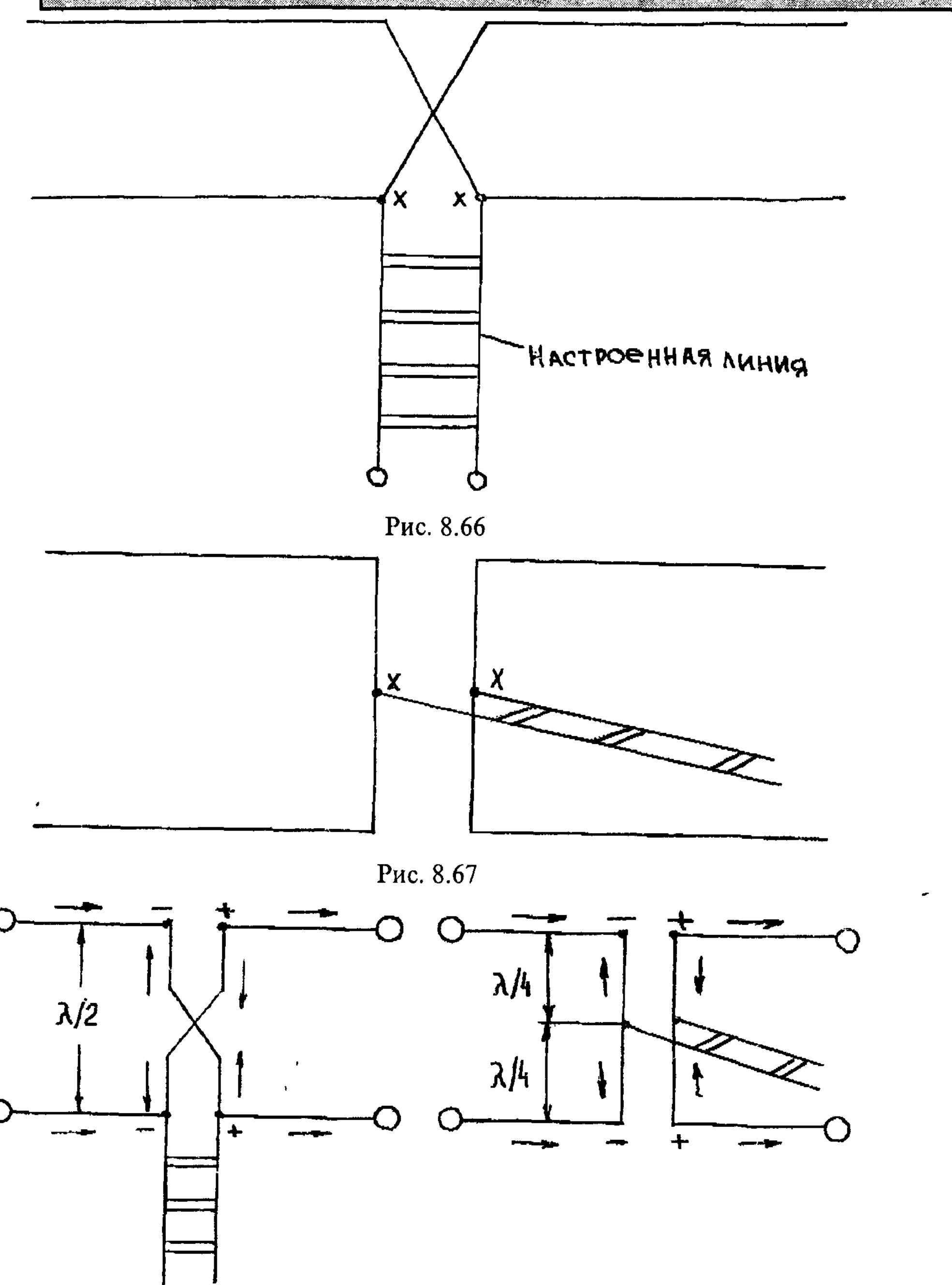


Рис. 8.66

Рис. 8.67

Рис. 8.68

нии питания должно равняться не 100, а 50 ом, поэтому становится возможным питание по 60-омному коаксиальному кабелю, но на практике обычно предпочитают питание по двухпроводной настроенной линии, так как при этом волновое сопротивление соединительной линии не имеет значения и антенна может использоваться как многодиапазонная. Центральное питание Н-образной антенны обладает электрической и геометрической симметрией, для обеспечения которой необходимо, чтобы линия передачи на возможно большем расстоянии была расположена перпендикулярно к плоскости антенны. Это не всегда может быть выполнено, поэтому наиболее часто применяется питание нижнего этажа, как показано на рис. 8.68.

Компромиссная конструкция, нашедшая применение в качестве многодиапазонной антенны, показана на рис. 8.69.

Эта антенна хорошо работает в диапазонах 10,15,20 м, так как питание осуществляется по настроенной линии и точная настройка производится расположенным в начале линии передачи симметричным П-контуром. Комбинации вибраторов Н-образной антенны очень часто применяются в диапазоне УКВ, где они известны под обшим названием «многовибраторных антенн»





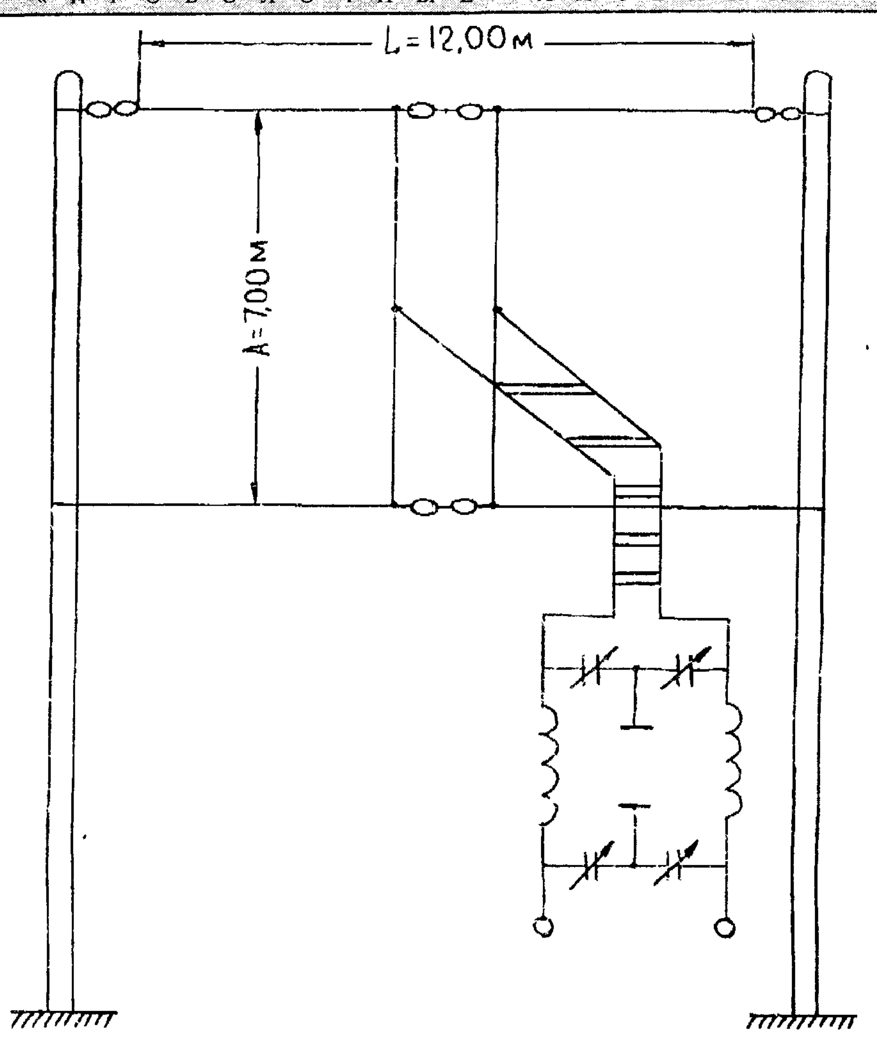


Рис. 8.69

НАПРАВЛЕННАЯ АНТЕННА W8JK

Очень эффективная проволочная направленная антенна была предложена радиолюбителем W8JK рис, 8.70.

На расстоянии от $\lambda/4$ до $\lambda/8$ располагаются друг над другом два волновых вибратора. Обе половины каждого вибратора возбуждаются синфазно, а оба волновых вибратора — со сдвигом фаз на 180 град. Поэтому каждый вибратор работает как излучатель и одновременно служит рефлектором для другого излучателя. На рис. 8.71 показаны направления токов по длине прободников антенны. Сравнивая это распределение токов с изображенным на рис. 8.68, становится ясным, в чем заключается разница между противофазным питанием антенны W8JK и синфазным возбуждением Н-образной антенны.

Антенна W8JK также излучает в двух направлениях перпендикулярно к оси проводника. Коэффициент усиления зависит от расстояния А. При расстоянии между элементами, равном $\lambda/8$, теоретическое усиление равняется 6,2 дБ и уменьшается до 5,6 дБ при уменьшении расстояния до $\lambda/4$. Для получения возможно более пологого излучения в вертикальной плоскости высота подвеса антенны должна по меньшей мере равняться $\lambda/2$. Несмотря на приблизительно равное усиление, антенна на практике уступает Н-образной антенне. Как правило, антенна подвешивается горизонтально рис. 8.57а, хотя можно расположить ее и вертикально, чтобы она могла вращаться.

Сопротивление в точках питания XX большое, и поэтому целесообразно использовать настроенную линию передачи. Для уменьшения потерь можно применить согласованную линию питания с согласованием посредством короткозамкнутого четвертьволнового шлейфа. Если расстояние А между этажами составляет $\lambda/4$ для 10 м, то антенна может использовать и в диапазоне 20 м, так как при этом расстояние между излучателями равно $\lambda/8$, а общая длина каждого из вибраторов равна $\lambda/2$. В диапазоне 10 м усиление антенны 5,6 дБ, а в диапазоне 20 м — около 4 дБ. Подобным же образом работает антеннаW8JK,

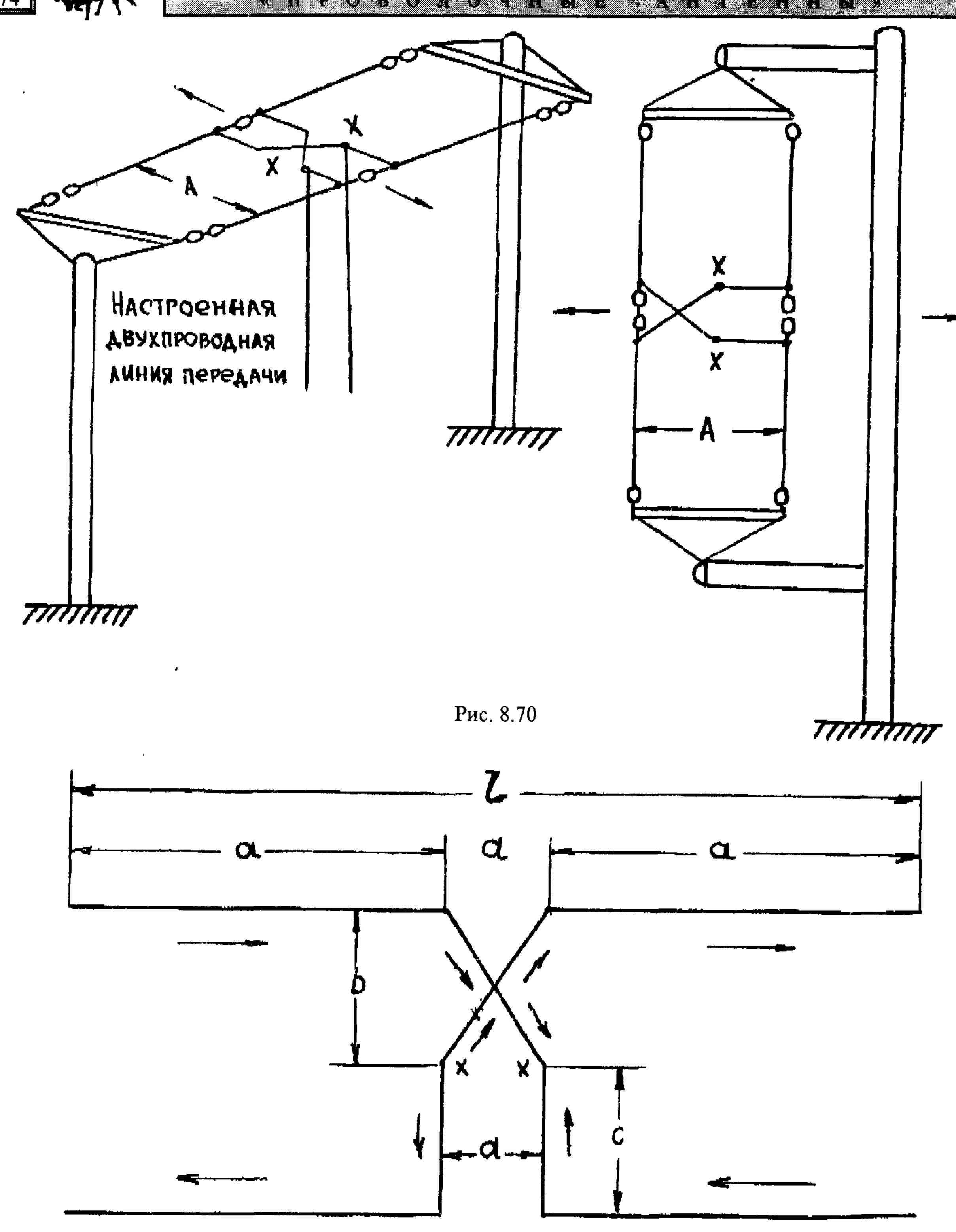


Рис. 8.70

Рис. 8.71

рассчитанная на 20 м с $\lambda/4$ расстояние между излучателями в диапазоне 40 м или антенна W8JK, рассчитанная для 40 м в диапазоне 80 м. В таблице 8-7. приведены все необходимые данные антенны W8JK.

Конструкции перекрещенных соединительных линий изображены на рис.8.71.

Антенна W8JK, каждый элемент которой выполнен в виде шлейфового вибратора, имеет несколько более широкую полосу, но может использоваться только в одном диапазоне. Так как каждый вибратор в этом случае имеет длину, равную $\lambda/2$, то антенна короче, чем обычная антенна λ, каждый элемент которой представляет собой волновый вибратор. Коэффициент усиления равняется приблизительно 4дБ. Описанная антенна показана на рис. 8.72, а ее размеры в таблице 8-7.

Таблица 8-7

Размеры антенны

Расстояние А, м	l, м	a, м	b, м	c, м	d, м	Усиление антенны, дБ
10 м						
А = λ/8	8,96	4,38	0,60	0,63	0,20	6,2
А = λ/4	7,70	3,75	1,23	1,25	0,20	5,6
15 м						
А = λ/8	12,06	5,88	0,78	0,84	0,30	6,2
А = λ/4	10,38	5,04	1,64	1,68	0,30	5,6
20 м						
А = λ/8	17,98	8,79	1,20	1,26	0,40	6,2
А = λ/4	15,46	7,53	2,48	2,52	0,40	5,6
40 м						
А = λ/8	36,14	17,77	2,44	2,53	0,60	6,2
А = λ/4	31,06	15,23	5,00	5,07	0,60	5,6

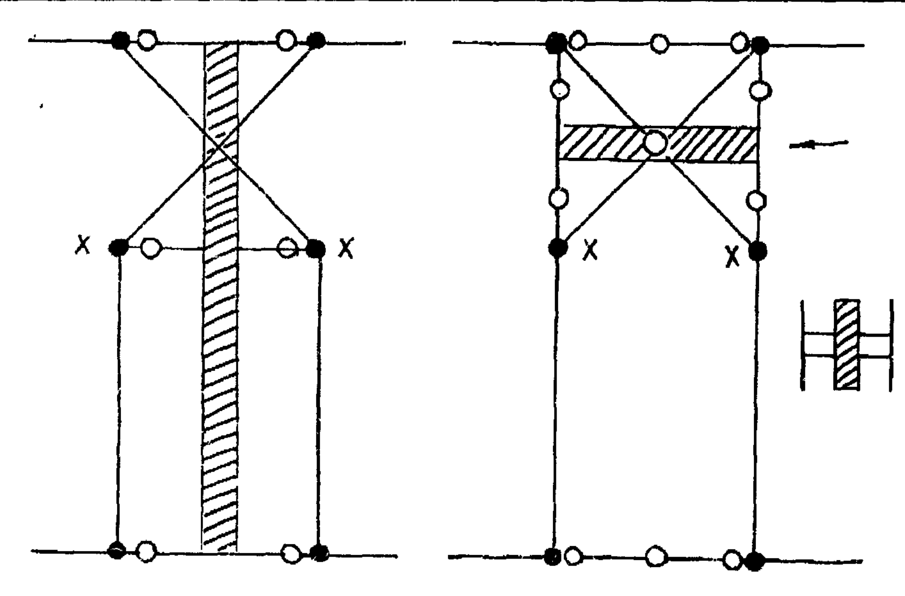


Рис. 8.71

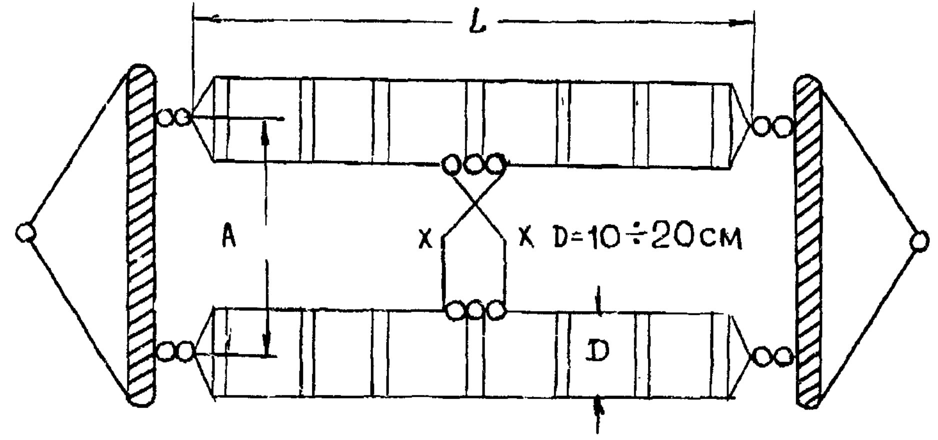


Рис. 8.72

МНОГОЭТАЖНАЯ АНТЕННА W8JK

Из комбинации двух антенн W8JK может быть образована одна высокоэффективная антенная система рис. 8.73.

Таблица 8-8

Размеры антенны

Диапазон, м	Расстояние А, м	Длина вибратора, *l* м
10	5,00	1,31
15	6,75	1,76
20	10,10	2,66
40	20,25	5,32

Эта антенна также излучает в двух направлениях и вследствие многоэтажного расположения отдельных своих элементов при ширине лепестков в горизонтальной плоскости около 60 град. Имеет очень небольшой угол вертикального излучения. Антенна может использоваться в двух диапазонах при питании с помощью настроенной линии передачи в точках XX. Расстояние между этажами равняется обычно $\lambda/2$. Изготовление такой 8-элементной антенны довольно сложная задача, но получаемое с ее помощью усиление вполне оправдывает материальные затраты.

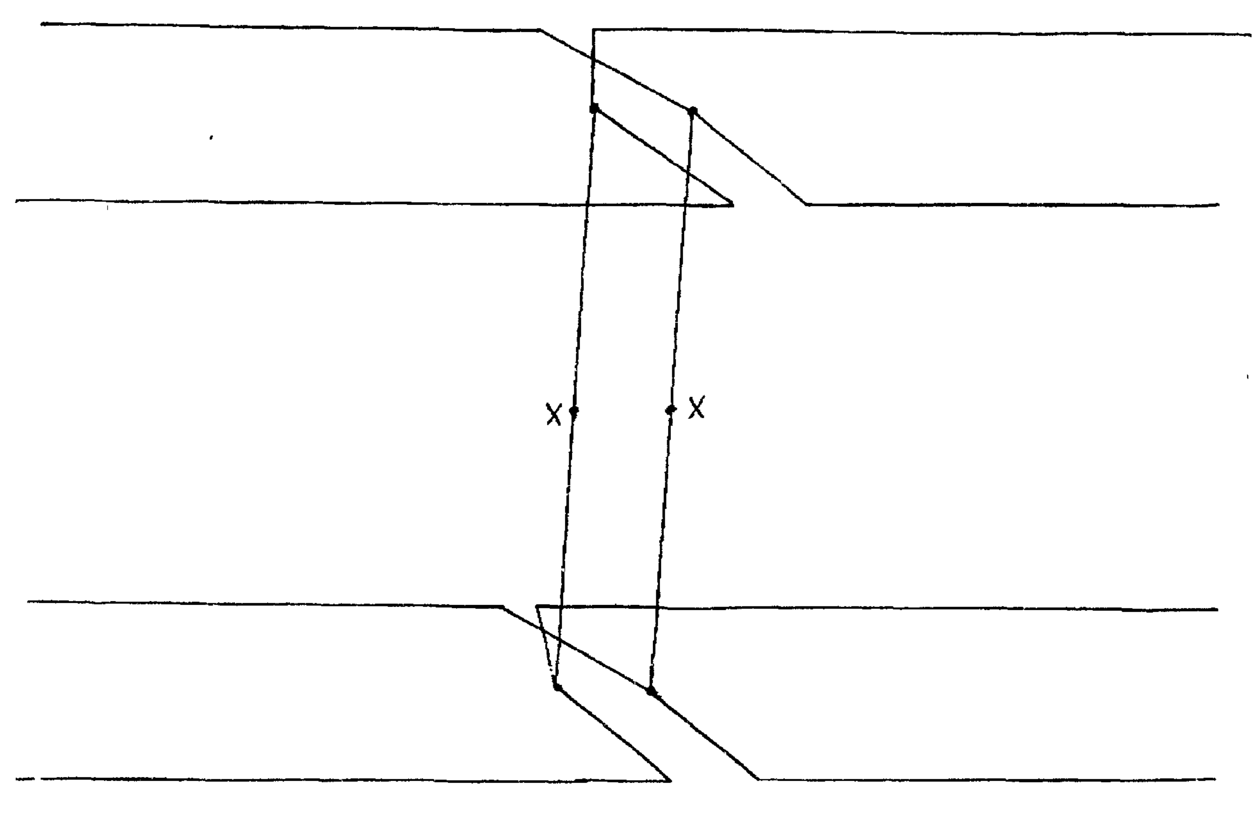


Рис. 8.73

АНТЕННА ТИПА ПРОВОЛОЧНАЯ ПИРАМИДА

Схема антенны приведена на рис. 8.74. Исследования показали, что такая антенна работает не хуже, чем полуволновый диполь, длиной 40 м, подвешенный на высоте 29 м (диапазон 3,5 МГц)

При более низком размещении полуволнового диполя над землей его сопротивление излучения уменьшается, что эквивалентно снижению КПД. Так, например, из рис. 5.35б, следует, что при высоте подвеса над землей, равной 8 м, полуволновый диполь в диапазоне 80 м, имеет сопротивление излучения около 20 Ом. Кроме того, полуволновая дипольная антенна требует для своего размещения много места (это очень серьезное ограничение для низкочастотных антенн), а при использовании схем укорочения становится достаточно узкополосной.

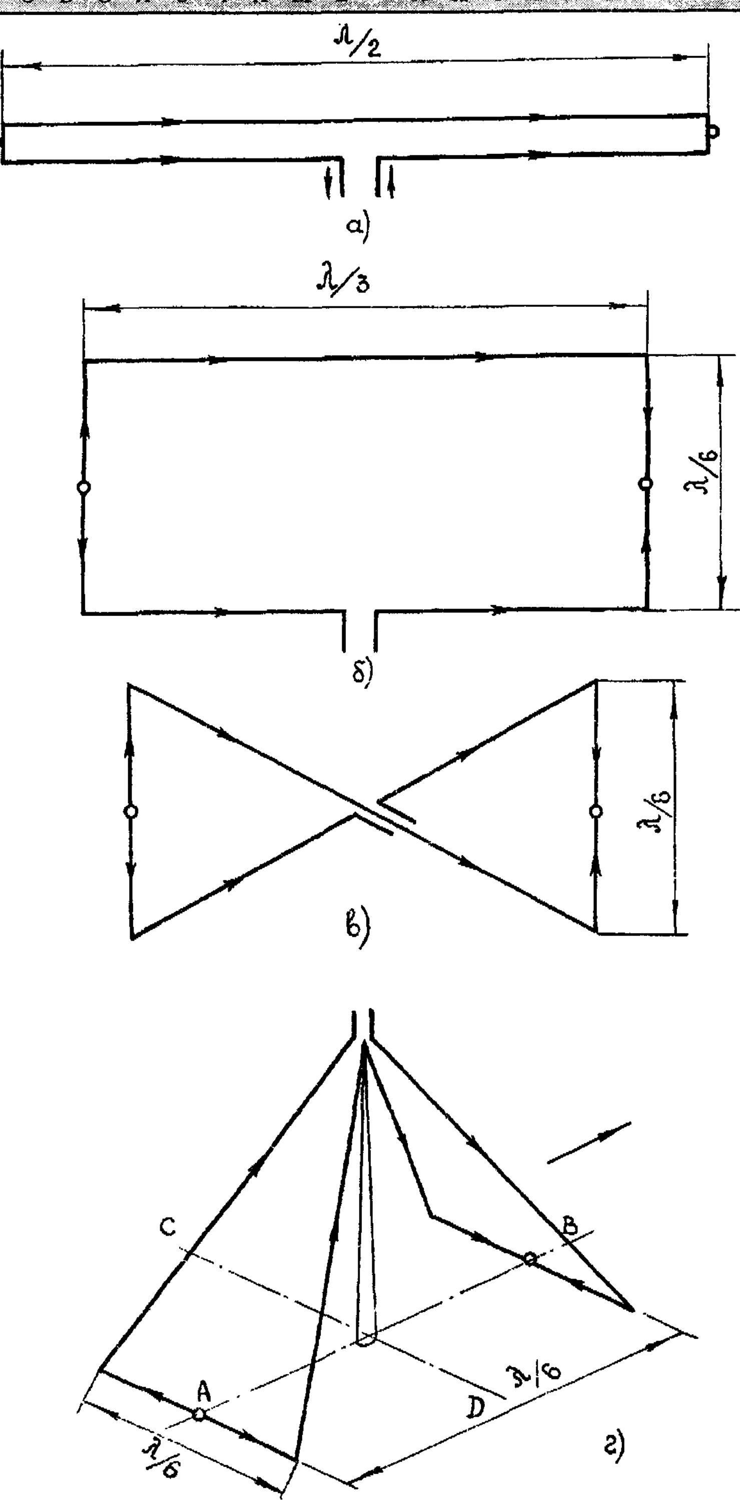
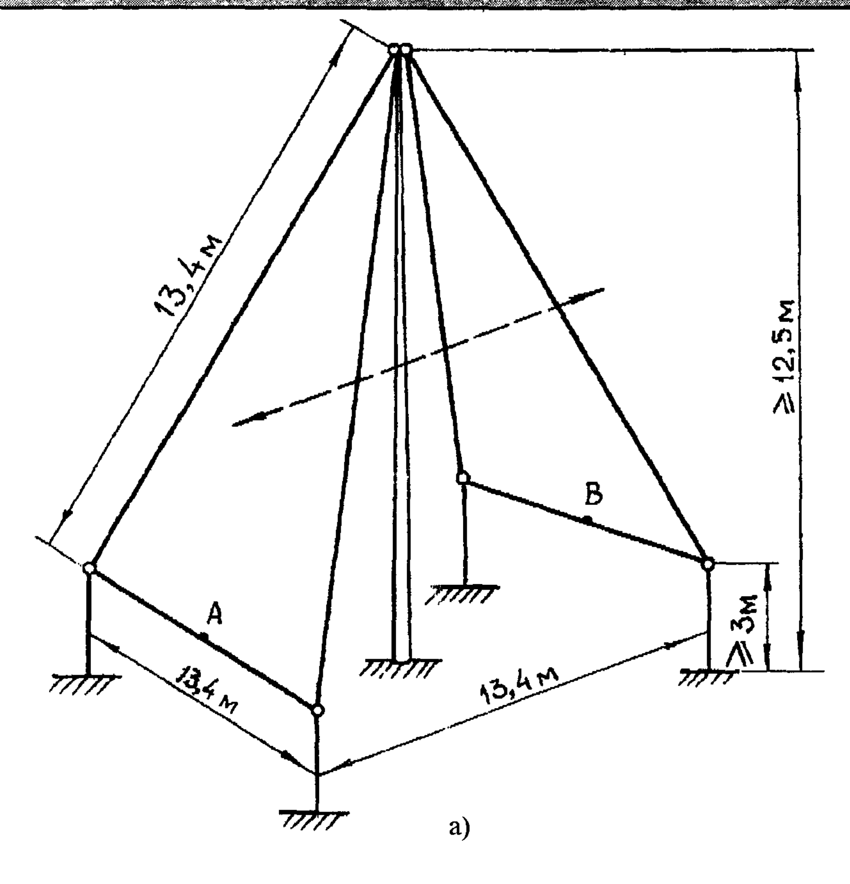


Рис. 8.74. Антенна типа «проволочная пирамида»: а...г — этапы преобразования полуволнового диполя в пирамидальную антенну.

Эти причины побудили (и продолжают побуждать) исследователей искать новые технические решения, к числу которых относится схема проволочной антенны-пирамиды.

На рис. 8,74 а-г показаны основные этапы трансформации диполя в пирамиду. Размеры конкретной пирамидной антенны указаны на рис. 8.75а. Габаритные размеры по горизонтали 13,4 х 13,4 кв.м являются наименьшими размерами по сравнению со всех описанных антенн.

Антенна излучает достаточно сложным образом. Наклонные части антенны-пирамиды излучают и горизонтально и вертикально поляризованную волну. Исследования показали, что при малых углах места максимум излучения антенны соответствуют направлению АВ, а характеристики направленности близки к тем, что показаны на рис.5.34а. При больших значениях угла места антенна пирамида имеет почти круговую диаграмму направленности.



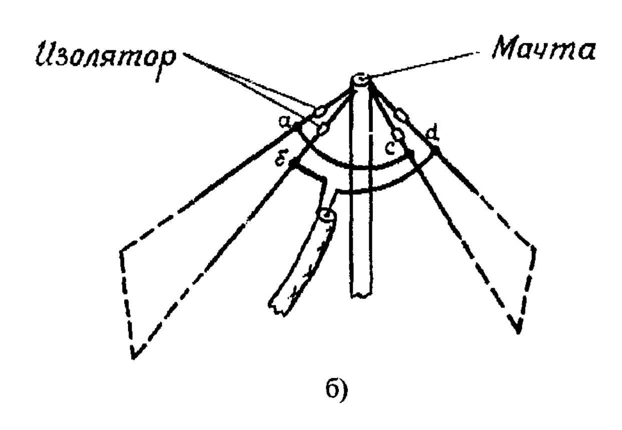


Рис. 8.75. Антенна типа «проволочная пирамида»: а — конструкция антенны; б —схема подключения линии питания в виде коаксиального кабеля.

Для организации дальней радиосвязи требуется излучение антенны под малыми углами места. Это достигается путем поднятия антенны на высоту $\lambda/4$. Нижнюю часть антенны рекомендуется размещать на высоте 3 м, что диктуется требованиями техники безопасности, так как нижняя часть антенны находится под значительным напряжением.

Входное сопротивление антенны зависит от высоты подвеса рис.5.35б. Антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 60...75 Ом. Для данной антенны применение симметрирующих устройств необязательно.

Рассматриваемая антенна достаточно широкополосная, а ее резонансная частота f=3,7 МГц. Подстройка антенны на меньшие резонансные частоты осуществляется с помощью кусков провода, подключенные к точкам А и В. Можно ориентировочно считать, что отрезок длиной 2.х 45 см снижает резонансную частоту на 50 КГц. Линия питания антенны должна иметь длину $\lambda/2$, однако это требование достаточно нежесткое: в случае короткой или более длинной линии питания компенсация реактивной составляющей сопротивления осуществляется с помощью П-фильтра, расположенного на входе приемника.

АНТЕННА «ГИБЕЛЬ ПОМПЕИ»

На рис. 8.76 изображен несимметричный всеволновый диполь, питаемый кабелем через согласующий трансформатор 1:4, выполненный на ферритовом кольце. Одним из недостатком этой антенны является то, что она плохо работает на крышах домов. Если размеры двора позволяют, то плечи диполя можно удвоить,, при этом она будет работать и на 160 м. В любом случае настраивать антенну надо на диапазоне 80 м, на остальных диапазонах она будет настроена автоматически. Длину плеч сначала надо увеличить на полметра каждое, и с помощью ГСС и лампового вольтметра (осциллографа) измерить резонансную частоту антенны, как показано на рис. 8.77. Это нужно сделать для того, чтобы не выйти за пределы участка диапазона, где КСВ близок к 1. А ширина этого участка на 80 м всего 50 кГц. Затем путем укорочения обоих плеч на 20 – 30 см можно подойти к резонансу в нужном участке диапазона. Длина кабеля не критична, но лучше брать отрезки, кратные четверти волны на 80 м, т.е. 28 или 56 м. Лучше всего антенна работает на крутом наклоне.

Больше всего проблем у радиолюбителей возникает с ферритовыми кольцами, особенно немаркированными. В данном случае нас интересуют кольца типа НН и НЧ, низкочастотные типа НМ (никельмарганцевые не подходят). Их можно выявить с помощью тестера. Щупами на близком расстоянии друг от друга 0,5 – 0,7 мм коснуться феррита. Кольца ВЧ и НН покажут абсолютную бесконечность, а НМ обязательно имеют сотни, а иногда только десятки килоом сопротивления. Для оставшихся типов нужен Q-метр. Намотать 10-20 витков провода МГцФ на кольцо и измерить его добротность. Кольца ВЧ 20,

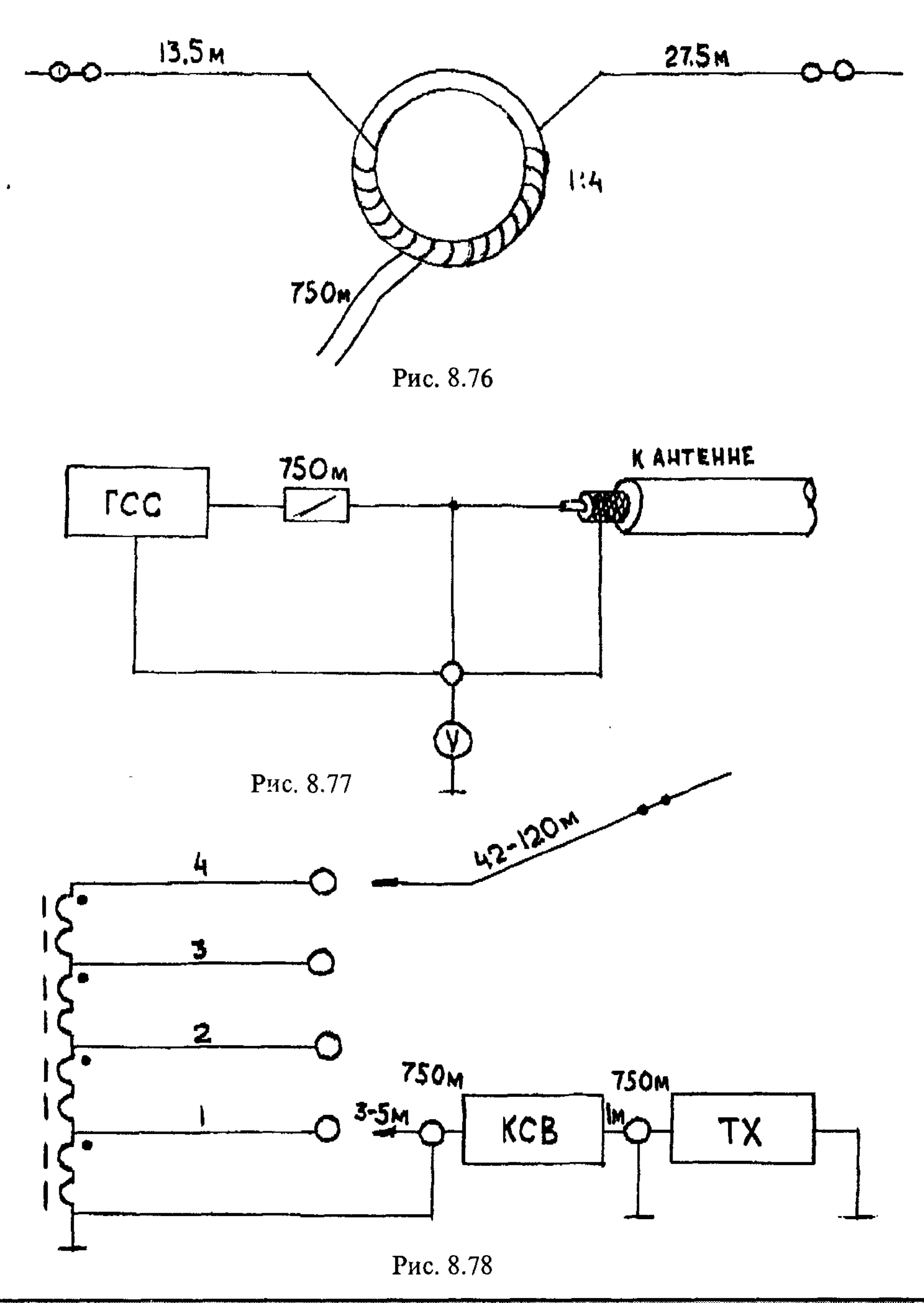


Рис. 8.76

Рис. 8.77

Рис. 8.78

50, 100 на частотах 5 – 10 МГц покажут добротность от 120 до 200, а ВЧ 30 – 300 и больше. Кольца НН на этих частотах на Q-метре «мертвы». При намотке в 20 – 30 витков дадут добротность на частоте 1 МГц несколько единиц и только. Если нет Q-метра, то изготовив примитивный контур, резонанс можно обнаружить с помощью ГСС и лампового вольтметра. Чем острее резонанс, тем выше добротность между кольцами ВЧ и НН. Дальше обратимся за помощью к измерителю L и C, например Е12-1А и, оперируя известной формулой, узнаем магнитную проницаемость каждого кольца:

$$\mu = \frac{K \cdot L(D+d)}{n^2 \cdot h(D-d)}$$

K — коэффициент равен 2500 для колец НМ, 1500 для колец АЧ и НН;
L — индуктивность обмотки в Н;
D — внешний диаметр кольца;
d — внутренний диаметр кольца;
h — высота кольца;
n — число витков.

Вернемся к антенне. Для ее изготовления нужно кольцо типа НН 200, 400, 600. Кольца ВЧ при ударе теряют свои качества. Размеры кольца определит выходная мощность передатчика. Квадратный сантиметр керна отечественного ферритового кольца типа НН способен трансформировать 500 Вт мощности. Количество витков и диаметр провода некритичны, но лучше всего подходит монтажный медный провод диаметром 1,0 – 1,5 мм в виниле. Виниловое покрытие позволяет не защищать трансформатор от внешних влияний. Кольцо можно заменить с таким же эффектом прямоугольными палочками НН200 (400) от карманных приемников. Плотно сложить несколько штук, обернуть лакотканью и намотать 8 – 12 витков двойным проводом. В любом случае провода не надо скручивать. Круглая палочка тоже годится на мощность до 50 Вт. Укладывать такие палочки в пучок не стоит, между ними образуются большие воздушные зазоры увеличиваются потери, и КПД такого трансформатора будет низким.

На рис. 8.78 показан антенна «длинный луч». Этот луч может быть любой длины от 42 и больше метров, и желательно иметь покруче подъем вверх. Питается он с конца через согласующий трансформатор, расположенный в квартире. На внешней стене дома возле окна с помощью забитого костыля крепится луч антенны. От полотна заводится в квартиру мягкий ввод, но так чтобы он был продолжением луча, т.е. следует избегать прямого угла между лучом и вводом. Одним из недостатков этой антенны является то, что ей нужно искусственная земля. Трансформатор мотается на кольце НН четырьмя проводами ПЭВ-2 диаметром 1,0 – 1,5 мм. Сделать 8 – 12 витков и не скручивать их. Все обмотки соединить последовательно, не перепутав последовательность укладки их в ленту. К выводам 1 – 4 подпаять гнезда а к антенне и кабелю штыри от круглых разъемов типа ШР. Галетный переключатель не подойдет по той причине, что переключения будут на разных диапазонах бессистемные: кабель может быть в гнезде 2, а антенна в 1 и т.д. Указанные размеры кабеля некритичны, но меньше они не должны быть, иначе рефлектометр будет сильно искажать показания — ему нужна небольшая согласованная коаксиальная линия. Если нет измерителя КСВ, то кабель можно укорачивать до 1 м.

УКОРОЧЕННАЯ АНТЕННА НА 160 м

Габариты полноразмерных антенна на 160 м побуждают искать приемлемые решения их укорочения. Автора, например, побудило к этому то печальное обстоятельство, что полноразмерный диполь на мачте разумной высоты 12 м не укладывается в габариты крыши типового панельного дома. Вернее укладывается, но так, что ничего хорошего от такого размещения ждать не приходится — последние несколько метров 5-7 м с каждой стороны диполя практически лежат на крыше. Высота этих крайних отрезков над крышей составляет 0,5...1,5 м, что плохо как минимум по двум причинам.

1. На концах диполя развивается большое напряжение, что при серьезной мощности может привести к несчастному случаю при случайном прикосновении человека к работающей на передачу антенне.
2. Как правило, на любой крыше вдоль нее на высоте около 2 м идут различные провода — освещение, лифтовые кабели, радиотрансляция и т.д., которые с успехом поглощают все то, что излучается теми частями антенны, которые размещены ниже этих проводов. Кстати, это же обстоятельство является причиной неудовлетворительной работы различных проволочных антенн, развешенных между многоэтажными домами и целиком находящихся ниже уровня крыши, так как особенно сильно поглощается излучение под малыми углами к горизонту, необходимое для работы на ДХ-трассах. Кроме того, такое размещение может явиться причиной TVI.

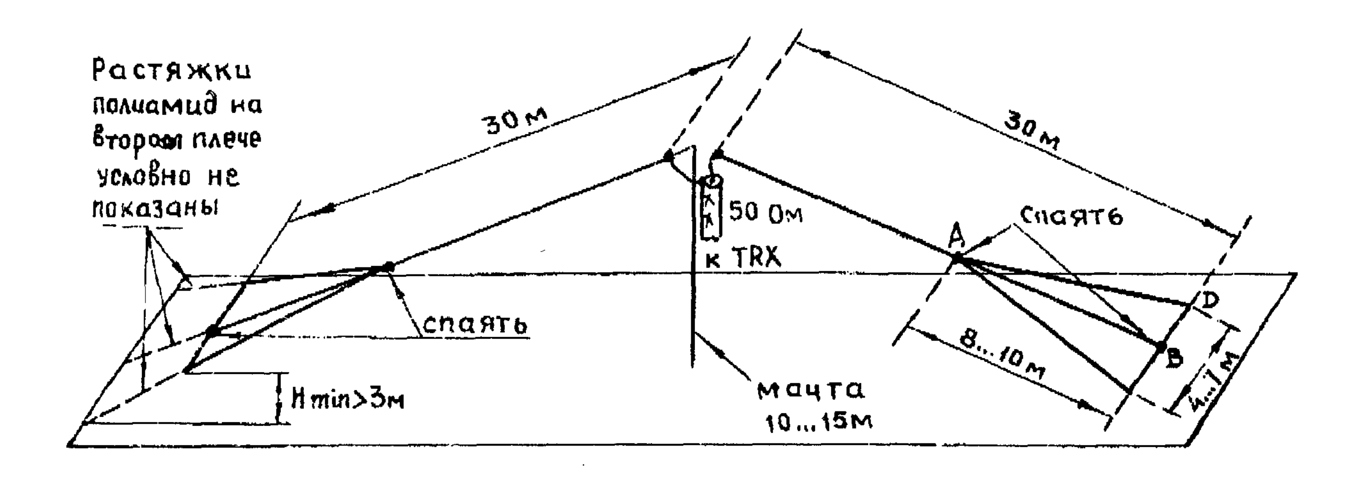


Рис. 8.79

3. Таким образом , необходимо, чтобы концы антенны были на высоте не менее 3 м над крышей. Если у вас есть возможность поставить на краях крыши две дополнительные мачты высотой по 3 м, то так и сделайте и можете дальше эту статью не читать. Если же такой возможности нет, приемлемый вариант показан на рис. 8.79. Практически без снижения КПД удалось уменьшить общую длину полотна с 76 до 60 м, что позволило поднять нижние края на высоту 3 м при креплении полиамидных растяжек за ограждение крыши. Укорочение достигнуто за счет емкостных нагрузок на концах диполя, выполненных в виде «Лопасти весла». Выполнение емкостных нагрузок с постепенным увеличением ширины плеч вибратора (без неоднородностей) обеспечивает плавное без скачков изменение волнового сопротивления, лучшее согласование антенны со свободным пространством, и как следствие — более высокий КПД по сравнению с классическим вариантом выполнения емкостной нагрузки — диком или набором радиальных проводов на конце тонкого вибратора. Размеры емкостных нагрузок на рис.8.79 следует рассматривать только как ориентировочные, поскольку в процессе настройки они могут серьезно измениться.

Для удобства изготовления и настройки антенны, необходимо, чтобы мачта была надежно закреплена растяжками и прочно стояла на незакрепленных вибраторах. Кроме того, обеспечьте возможность работы паяльника если не по всей крыше, то хотя бы у основания мачты. Удобно соблюдать следующий порядок монтажа и настройки.

1. Поднимается и закрепляется растяжками (на рис. 8.79 условно не показаны) мачта с предварительно закрепленным на ней кабелем питания и двумя плечами вибратора длиной по 30 м каждое, выполненными из медного провода или антенного канатика диаметром 2,5 ...4 мм. Верхний узел выполняется так же как у обычной полноразмерной антенны.

2. Отступив от свисающего края вибратора 10 м, к нему припаивают два дополнительных провода длиной около 14 м каждый (точка А), а концы этих проводов соединяют с концом вибратора (точка В). Дополнительные провода несут небольшую механическую нагрузку и могут быть диаметром 1,0...2,0 мм (некритично). После этого растяжками из полиамидного шнура емкостной нагрузке придают форму треугольников и располагают все три провода в одной плоскости – сделайте так, как удобнее по местным условиям , ориентируясь на размеры, указанные на рис. 8.79. То же самое делают и со второй половиной вибратора, которая имеет такие же размеры, как и первая.

3. Грубо (с точностью примерно ±100 кГц) подгоняют резонансную частоту антенны (частота, на которой наблюдается минимум КСВ) изменяя длину дополнительных проводов и заново выполняя пайку точек В, а также крепления точек С и Д одновременно у обоих плеч вибратора.

4. Если при выполнении п.3 не удается добиться желаемого результата. Придется изменять размер А-В. Его увеличение приводит к снижению резонансной частоты, укорочение — к увеличению

5. Для точной подгонки резонансной частоты (в пределах ±100 кГц) не изменяя длину дополнительных проводов передвигают точки крепления боковых растяжек С и Д. При этом форма емкостных нагрузок из треугольной может стать ближе к ромбической, что вполне допустимо. На этом этапе следует добиваться не только заданной резонансной частоты, но и минимального КСВ на ней. Для этого, возможно придется по-разному находить точки С и Д на левой и правой половине вибратора

Данная антенна имеет следующие достоинства:
- уменьшенные размеры и большая высота подвеса краев,
- емкостное укорочение приводит к наименьшему изо всех способов укорочения снижению КПД
- не требуется сосредоточенных надстроечных элементов
- настройка очень удобна и проводится внизу — на уровне крыши, то есть не требуется работ на мачте.

Настроенная антенна имеет КСВ на резонанс < 1,2 и полосу пропускания 90 кГц по уровню КСВ < 2. За 1,5 летних месяца на данную антенну сработано более 80 стран по ДХСС со всех кроме Австралии континентов.

«ЛЕТНИЙ САД» — ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА

На рис. 8.80 изображена антенна, известная в профессиональной технике под названием широкополосный шунтовой вибратор. Она состоит из двух плеч, выполненных из набора проводов, которые сверху и снизу соединены продольными шунтовыми перемычками. Поперечные перемычки (по две на каждое плечо) устраняют паразитные резонансные явления.

Одна перемычка замыкает центры проводов, образующих плечо вибратора, вторая — их концы. Вся конструкция напоминает телевизионную антенну «паутинка».

На рис. 8.81 приведены экспериментальные характеристики антенны с размерами, указанными на рис. 8.80. При питании по 200-омной линии КСВ 2 в трехкратном диапазоне — от 10 до 30 МГц. Возможно питание 50-омным кабелем с широкополосным симметрирующим трансформатором 1/4.

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости — восьмерка, перпендикулярная полотну антенны.

Недостаток антенны — необходимость двух достаточно высоких опор. В любительских условиях представляет интерес опробовать вариант с одной мачтой, на которой крепится середина антенны, а плечи идут к земле и выполняют роль растяжек (как у «Inverted V»).

Поскольку экспериментальные данные по такому варианту отсутствуют, редакция гарантирует первоочередную публикацию тем, кто опробует конструктивные испытания такой антенны с одной мачтой.

«БУКОВИНА» — МНОГОДИАПАЗОННАЯ КОРОТКОВОЛНОВАЯ АНТЕННА

На рис. 8.82 схематически показана антенна, практически работающая во всех КВ любительских диапазонах.

Питание антенны осуществляется несимметричным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением от 50 до 75 ом через согласующий широкополосный трансформатор. Конструкция трансформатора поясняется на рис. 8.83. Он намотан на кольце их высокочастотного феррита (например 50ВЧ-1) одновременно в два провода и содержит 9 витков посеребренного изолированного провода диаметром 0,8 мм. Для защиты от влаги трансформатор следует поместить в коробку из металла.

Для вибратора можно использовать медный или биметаллический с медным покрытием провод диаметром 2 – 2,5 мм.

При испытании антенны оказалось, что ее КСВ не превышает 2.

4,8м
5м
W=200 Ом

Рис. 8.80

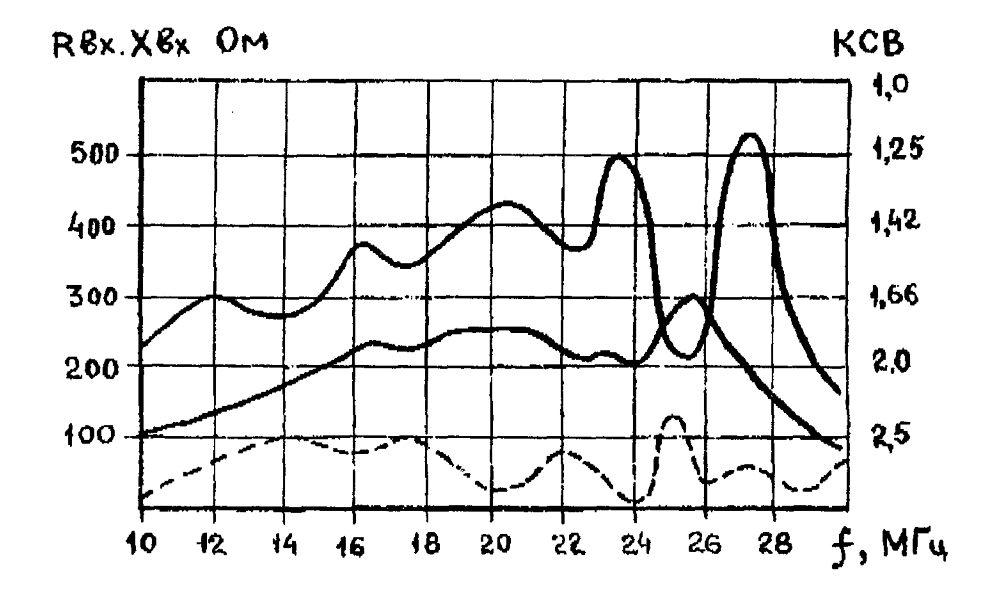


Рис. 8.81



Согласующее устройство
15,5м
15,5м
Изолятор
К передатчику

Рис. 8.82

$Z_в$ = 200 - 600 ом

Рис. 8.83

«ДЕД ЩУКАРЬ» — АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Антенна, показанная на рис. 8.84, работает в диапазоне 7 МГц, 14 МГц, 28 МГц. Антенна рис. 8.85 обеспечивает коммутацию ДН на четыре направления. Для размещения требуется одна металлическая

Медная трубка ⌀8-12 мм
7мГц 20.5м
0,5м
14м - 10.3м
28мГц 5,08м
Пластиковая трубка ⌀10-15 мм длиною 1,1м
РК-75 4-28,6
Шелковая веревка ⌀3-5 мм

Рис. 8.84

Кабель РК-75
Паять
Медь (биметал) 0,5-2,5мм
Залужено
Обработать клеем БФ или битумом
Паять
120
Паять
Медь (биметал) 0,5-2мм

Рис. 8.85

8,1-9,1м
9,9м
9,9м
40-50°
Мачта металическая
Изолятор
Изолятор
Кабель РК-75 4-26,6
3м
3м
3м
3м
S1
КСВ метр
Трансивер

мачта, основание которой должно быть эффективно заземлено (у автора на контур заземления дома). Каждое направление питается отдельным кабелем. Можно использовать отрезки и по 14,3м, но в этом случае антенный коммутатор должен быть расположен на мачте. Схема коммутатора такова, что неиспользуемые три диполя отключены. Проводились эксперименты по заземлению нерабочих диполей, но выраженного положительного эффекта это не дало, а конструкция коммутатора усложнилась.

Крепление коаксиального кабеля к середине диполя показано на рис. 8.85. Антенна, показанная на рис. 8.84, имеет КСВ в пределах диапазона не более 1,1. Используя этот принцип, можно выполнить и многодиапазонную антенну , работающую на 28, 14, 7 МГц. В этом случае вместо каждого из четырех одиночных диполей включается система из трех параллельных диполей как показано на рис.3. КСВ ни на одном из диапазонов не превышает 1,5.

«НОЧЬ ПЕРЕД РОЖДЕСТВОМ» — АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Конструкция представляет собой двухэлементную антенну с изменяемой диаграммой направленности. При указанных на рис. 8.86, размерах резонансная частота 14150 кГц. Длина соединительной линии от элементов до коммутационного устройства рис. 8.87. равна 15 см. Элементы и соединительная линия выполняются из медного провода диаметром 1,5 мм. Для коммутации используются два реле типа РЭН-33 . рис. 8.88. Схема обеспечивает работу антенны в четырех направлениях. Пассивный элемент работает директором. Настройка его осуществляется переменным конденсатором. Реле и конденсатор КПВ-125 размещены во влагонепроницаемой коробке, которая крепится к мачте под горизонтальными частями элементов антенны. В качестве фидера используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. КСВ при этом не более 1,3. В благоприятных направлениях отношение излучения «фронт-тыл»

Получается не менее 25 дБ. Данная антенна очень удобна для работы в соревнованиях и в тех случаях, когда необходимо быстро изменять положение диаграммы направленности.

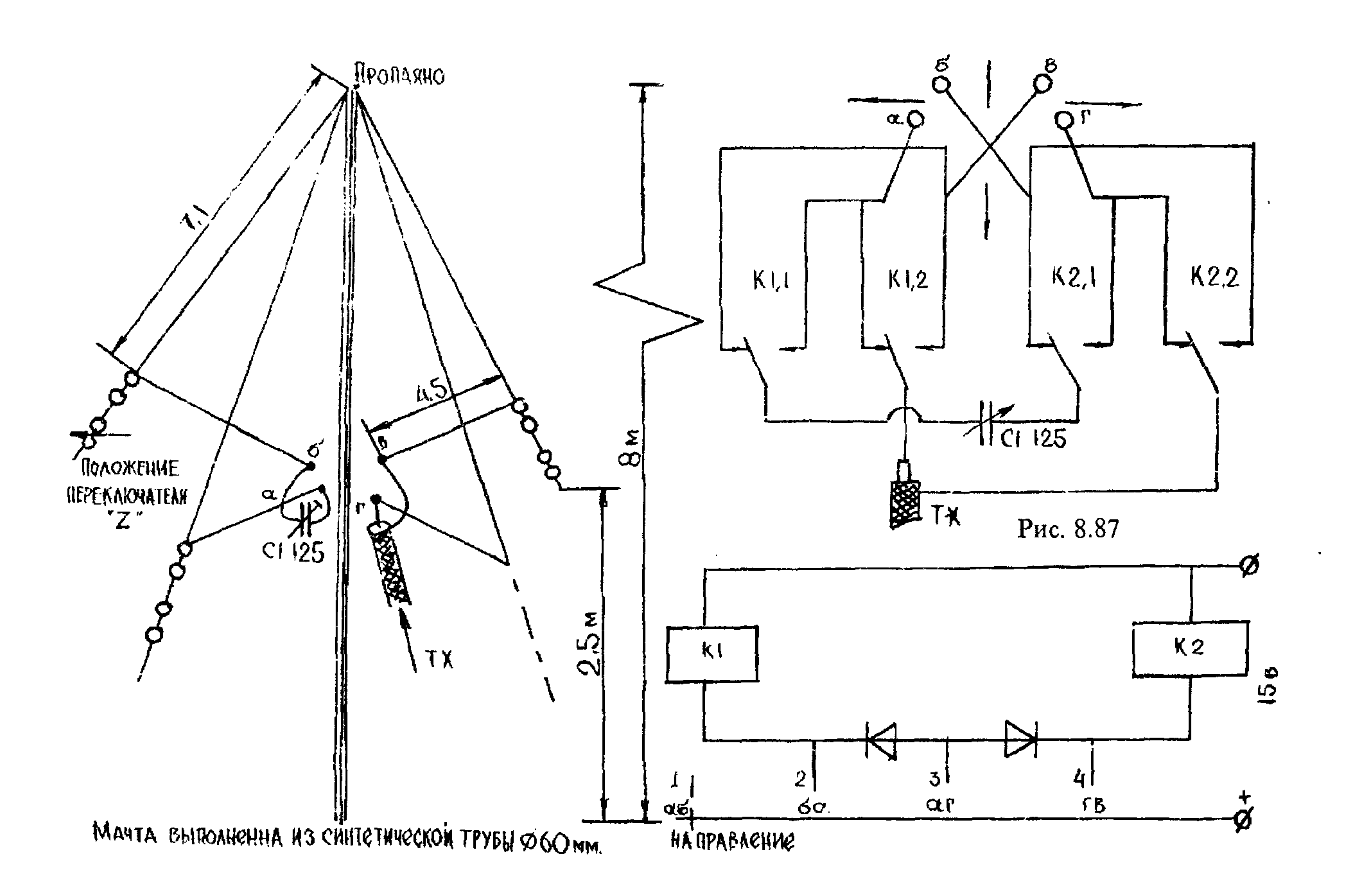


Рис. 8.87

Рис. 8.86

Рис. 8.88

АНТЕННА «УКРАИНСКАЯ НОЧЬ» — SLOPER 40-МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Одной из популярных и эффективных антенн, применяемых для ДХ работы на НЧ диапазонах, является система переключаемых слоперов, автором которой является KIWA.

Система включает в себя пять наклонных полуволновых диполей рис. 8.89, запитанных отрезками 50-омного кабеля длиной 10,97 м (около 3/8λ). Центральная жила кабеля подсоединяется к нижнему плечу диполя.

Блок коммутации рис. 8.90. обеспечивает переключение антенн. Он находится водонепроницаемой коробке и располагается на мачте. Из схемы коммутации видно,, что для работы выбрана антенна 1. Остальные 4 антенны с отрезками кабеля по 3/8λ образуют рефлектор. При этом центральная жила, а также оплетка кабеля длиной 10,97 м находится в разомкнутом состоянии. Это одно из условий обеспечения работы антенны. Коммутируя напряжение управления с помощью переключателя S1 рис. 8.91, производят выбор одного из пяти направлений излучения антенны. Общая длина линии передачи кратна целому числу полуволн. Усиление системы по отношению к обычному полуволновому диполю — около 4 дБ.

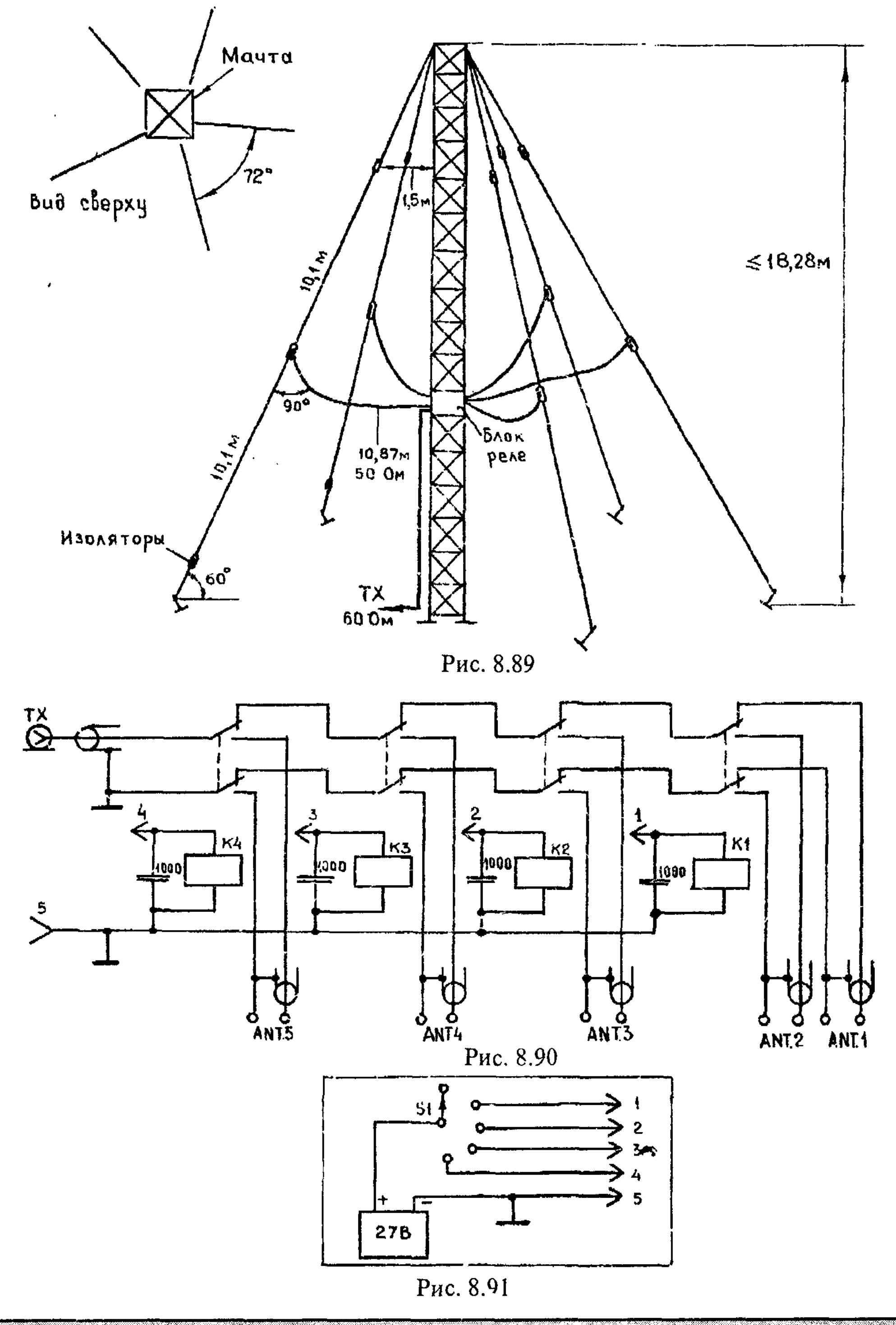


Рис. 8.89

Рис. 8.90

Рис. 8.91



Подавление вперед-назад — до 20 дБ. В качестве реле можно использовать реле типа РЭН-33, РЭН-34.

Не следует уменьшать число наклонных диполей. Для эффективной работы количество должно быть именно 5. Не исключена возможность изготовления подобной конструкции на любой другой диапазон путем пересчета данных.

АНТЕННА «ГЕНЕРАЛ ШУХЕВИЧ»

В данной конструкции (рис. 8.92) сочетаются две антенна GP на 3,5 – 7 – 14 МГц и 1V на 3,5 – 7 – 1,8 МГц. Причем GP работает с верхней запиткой, что улучшает ее характеристики и излучение под малыми углами.

ПРИНЦИП РАБОТЫ

Антенна GP с верхней запиткой через блок коммутации БК, выполненный на ВЧ реле типа РЭВ-15, соединена с помощью ВЧ кабеля с согласующим устройством СУ и далее с трансивером. В качестве противовесов используются 6 полотен антенны 1V, расположенных по кругу через 60 град. ВЧ сигнал с

Рис. 8.92. Антенна «Генерал Шухевич»

СУ через кабель поступает на блок коммутации БК, через разделительный конденсатор C1 (он же является укорачивающим) — на нормально замкнутые контакты 2,3 P1 и далее — на GP. Через контакты 2,3 P2 часть полотен 1V подключается к оплетке питающего кабеля и используется в качестве противовесов.

Для включения антенны 1V необходимо S1 в СУ поставить в положение 1. При этом U = 24.В через резистор R2 и центральную жилу поступает на R1 в БК и через него — на контакты Б P1 – P2. Контакты А P1 – P2 включены на оплетку –24В. Реле срабатывают и контакты 2,1P1 Подключают к центральной жиле ВЧ кабеля полотно 1V. Антенна работает как 1V, а GP служит опорной мачтой. СУ помогает эффективно настраивать антенны и бороться с помехами. Разница в сигналах между зонами активного действия антенн 2...2,5 балла.

«ОСТАП ВИШНЯ» – МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА

Антенна работает в диапазонах 30, 20, 15, 12 и 10 метров. Антенна собрана из двух перпендикулярно расположенных больших равносторонних и замкнутых проволочных треугольников. Каждая сторона треугольника имеет длину 9,9 м. Вершины больших треугольников соединены параллельно и крепятся к вершине мачты через верхний диэлектрик. 1.

На рис. 8.93 условно показана половина антенны, второй треугольник, перпендикулярный первому, условно не показан. Середины оснований больших треугольников также соединены параллельно и через нижний диэлектрик 1 прикреплены к мачте периметром 12,9 метра.

Середины оснований малых треугольников соединены вместе и изолированы от мачты изолятором 3. От полотна больших треугольников углы малых изолированы диэлектриком 2. Вершины малых треугольников соединены вместе и подключены к серединам оснований больших треугольников. Внутри каждого из больших треугольников расположен малый. К точке соединения середин оснований подключена центральная жила коаксиального кабеля, к оплетке которого подключены резонансные противовесы (по 4 шт. на каждый диапазон) под углом 20 — 40 град. К горизонтальным основаниям треугольников.

Настройка на каждом диапазоне ведется изменением угла наклона соответствующих противовесов. Достижим КСВ < 1,5 во всех диапазонах. Материал антенны — медная проволока или канатик диаметром 1,5 – 2,5 мм.

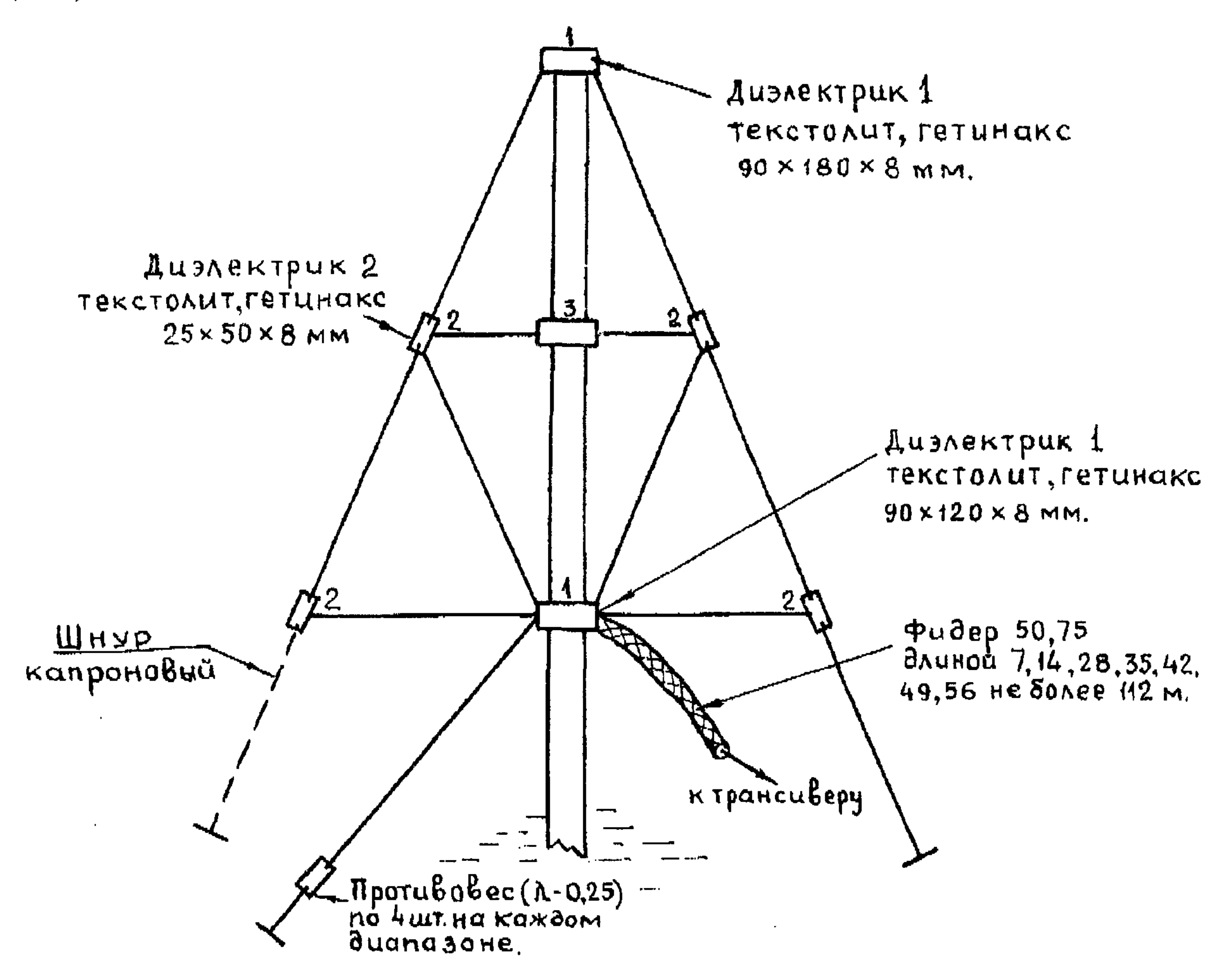
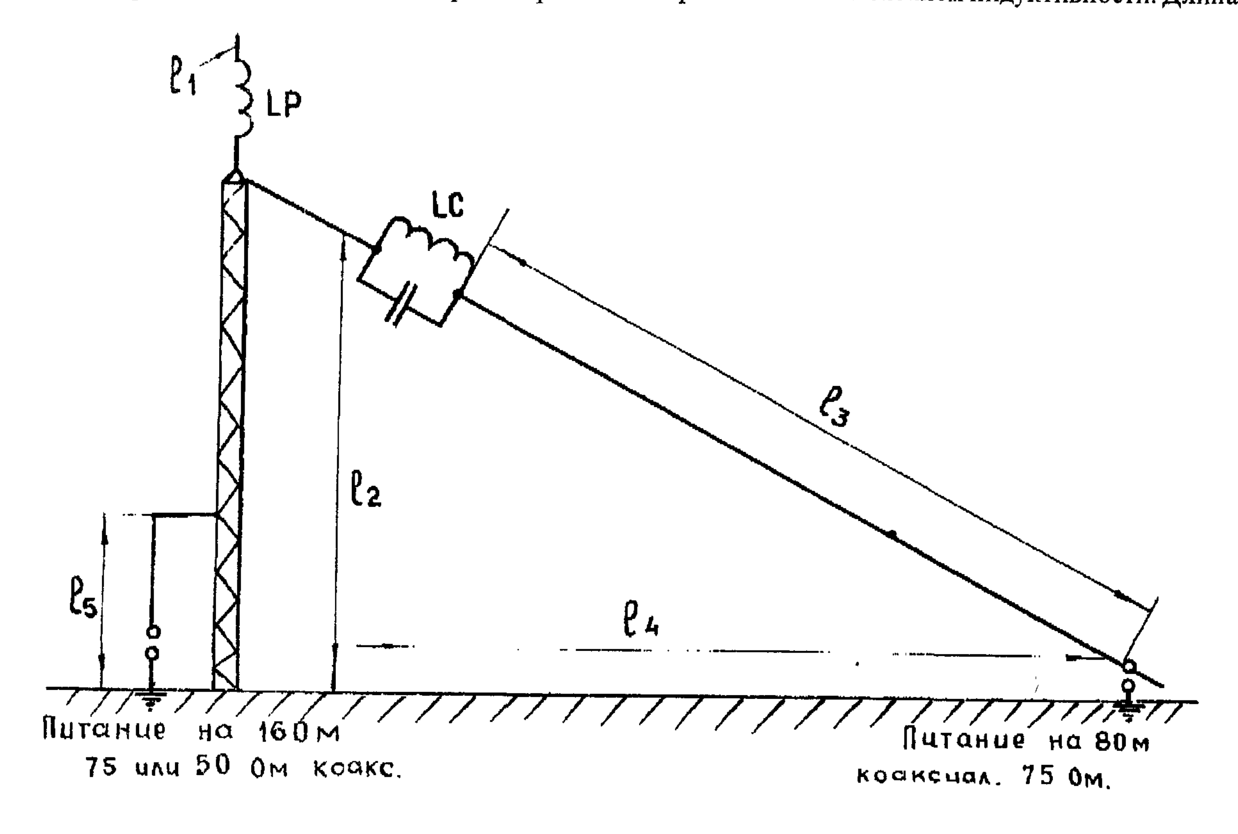


Рис. 8. 93. «Остап Вишня» — многодиапазонная антенна.

АНТЕННА «БОСФОР» НА 160 и 80 м

Резонатор для работы на 160 м (рис. 8.94). Примерно 50…100 мкГн в зависимости от длины. Для 160 м антенна представляет собой λ/4 штырь настраивается в резонанс он изменением индуктивности. Длина



Антенна для 3,5…3,8 мГц

2
1
2
1
2
2,4(4,3)
2
15,8 (16,2)
22(20)
5(4)
3,6 (2,44)
(0,3)
коакс. 75 или 50 Ом

Рис. 8.94

l_1 не менее 2,5 м. Контур LC настроен на 160м и отключает в l_3 при работе на 160 м. На 80 м антенна представляет собой GP с заземленной частью. Длина l_2, l_3, l_4 должна быть приблизительно 80 м. Настраивают антенну изменением l_3. В случае плохой земли l_4 выполняют в виде провода в l_5 = 7 м. Можно использовать любые заземленные мачты. Превосходная для ДХ работы.

АНТЕННА «БУХАРА» — JL WINDOM

Возможна работа и на 160 м с СУ. Нужна хорошая земля. Фидер должен быть перпендикулярен так долго, как можно. По отзывам обеспечивал превосходную работу на 80 и 40 м (здесь он работает как вертикальный полуволновый вибратор). Рис. 8.95.

Таблица 8-9

Zвх, Ом	100...170	30...100	600	1000	600
Band, м	80	40	30	20	15

Рис. 8.95

АНТЕННА «ШАХ» — SIGMA BEAM ДЛЯ 28 МГЦ

Данных о входном сопротивлении не было рекомендуется 50 Ом коаксиальный кабель или применять систему согласования (рис. 8.82). Занимает мало места. Можно установить даже на балконе. С некоторым ухудшением балансное устройство можно исключить.

SIGMA BEAM для 28 МГц

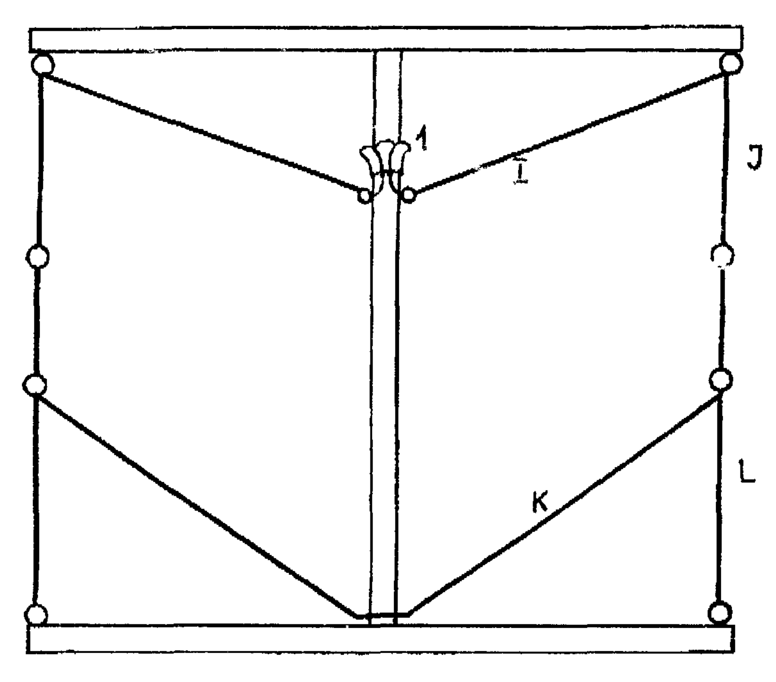


Рис. 8.82.

1 – балансовое устройство
I = 1,6 м, K= 1,7 м, J = 0,83м, L = 0,89 м

АНТЕННА «ВОССТАНИЕ РАБОВ» – РАБОТАЕТ ОТ 160 до 10 м

Проведено много DX с Европой и Южной Америкой. Работает эффективно до 10 м. Можно обойтись без трансформатора и симметрирующего устройства. С некоторым ухудшением работы применение согласующей линии желательно. Высота подвеса может быть увеличена (рис. 8.97)

Пример

Эту антенну с СУ (см. влево)
Все размеры даны в футах и дюймах
Длина в метрах = (дл в футах) x 0,3048
1 дюйм = 2,54 см
1 фут = 0,3048 м

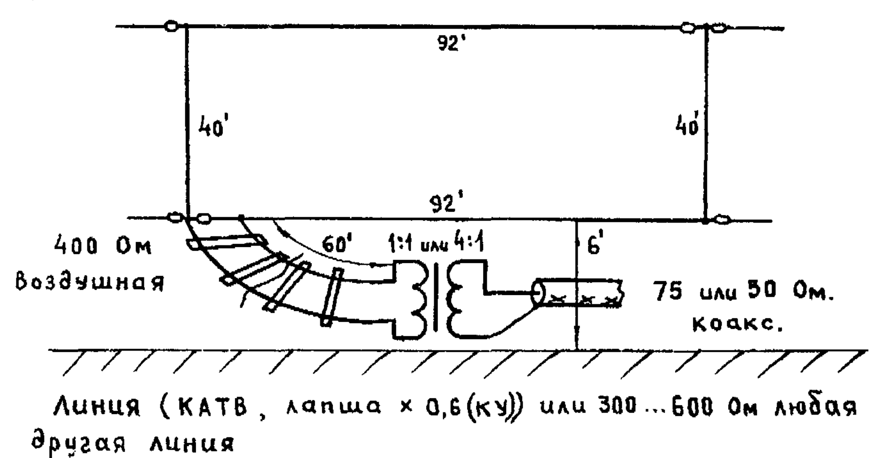


Рис. 8.97

АНТЕННА «СОЗВЕЗДИЕ ВЕСОВ» НА ДИАПАЗОН 3,5 – 30 МГц

Применяемый диапазон 3,5 – 30 МГц. КСВ < 2. Рекомендуется как универсальная антенна. Может работать в любом положении (под углом, горизонтально, вертикально) (рис. 8.98). Рекомендуется не подвешивать ниже 2,5 м. Рекомендуемая высота подьеса 10 м.

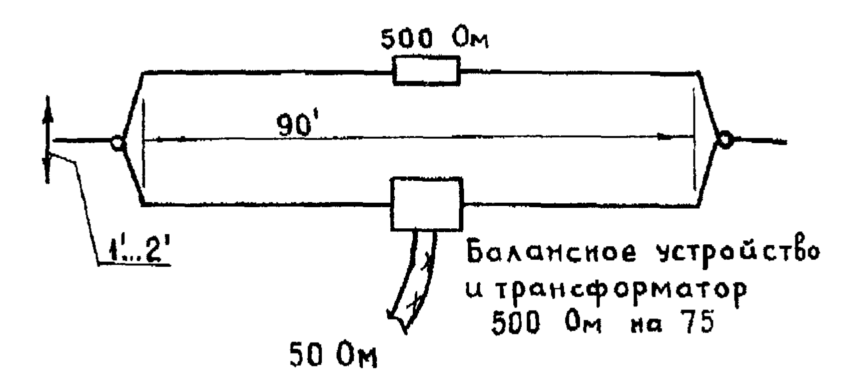


Рис. 8.98

«ЙОГАН ШТРАУС» — ВСЕВОЛНОВАЯ КВ АНТЕННА

Кто из коротковолновиков не мечтает о простой и эффективной антенне на все диапазоны. Однако ее создание сопряжено с рядом трудностей. Как правило, симметричные диапазонные КВ антенны имеют достаточно высокое волновое сопротивление, поэтому в ряде случаев приходится самому рассчитывать и изготавливать высокоомный фидер.

Роль высокоомной фидерной линии описываемой антенны выполняет осветительный двухпроводный ленточный кабель ПВ-2, волновое сопротивление которого составляет 300 ом. Такая фидерная линия пригодна для питания диапазонных вибраторов (например, диполя Надененко). Для любительских радиосвязей удобно использовать симметричный горизонтальный вибратор из одиночного провода диаметром 3-4 мм, который подвешивается на высоте порядка 20 м (рис. 8.99). Волновое сопротивление такой антенны — около 600 ом. Она может быть согласована с трехсотомным кабелем с помощью экспоненциального трансформатора, который нетрудно изготовить самому, если рассечь кабель с одного конца и через каждые 2 м установить диэлектрические (например, текстолитовые распорки)

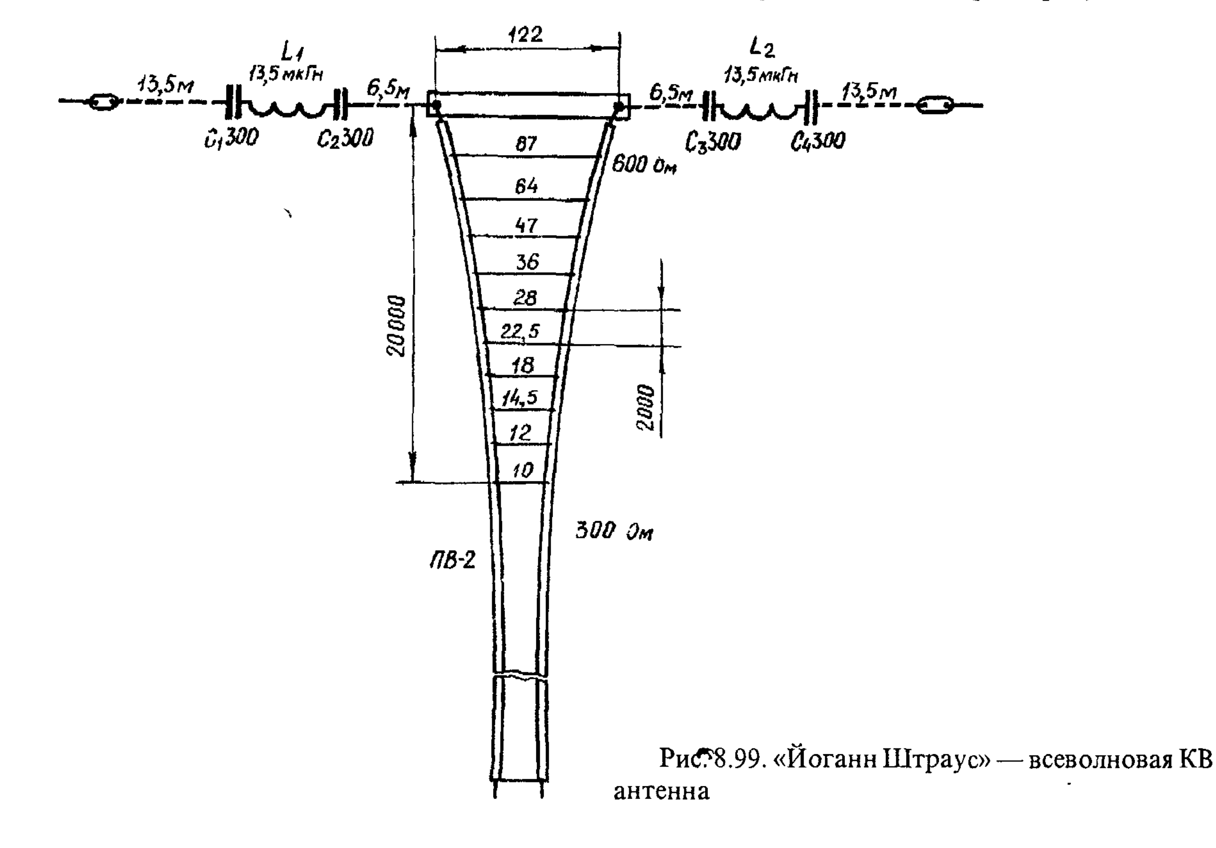


Рис. 8.99. «Йоганн Штраус» — всеволновая КВ антенна

Известно, что горизонтальный симметричный вибратор обладает определенной диапазонностью, работая удовлетворительно, если его геометрические размеры выбраны из расчета 0,25 – 0,64. Поэтому для перекрытия любительского КВ диапазона лучше всего применить две отдельные антенны длиной 3 и 40 м. Первая эффективно работает в диапазонах 10, 14, 20 м, вторая — 40, 80 м. Чтобы создать одну всеволновую антенну, следует изготовить антенну длиной 40 м, и на расстоянии 6,5 м от места соединения диполей согласующим устройством установить переключатели, способные подключать и отключать внешние участки диполей.

Осуществлять подобное переключение механически сложно и неудобно. Роль автоматических переключателей с успехом выполняют последовательные колебательные контуры, установленные на границе внешних и внутренних участков диполей антенны

Каждый из колебательных контуров располагают на верхней крышке целлулоидной мыльницы, которую в свою очередь крепят к текстолитовой планке размером 120 x 40 x 10 мм. Концы планки обжимают двумя парами медных пластин, приклепанных к планке двумя парами стальных заклепок диаметром 3 мм. Пластины придают механическую прочность текстолитовой планке, работающей на растяжение, а также позволяют обеспечить надежное электрическое соединение внутреннего и внешнего участков диполей антенны с колебательными контурами. Соединение осуществляется при помощи двух сквозных латунных винтов М3. Ввиду того, что колебательным контурам придется работать в жестких климатических условиях, все соединения должны быть тщательно пропаяны.

Контурные катушки намотаны без каркаса и содержат по 30 витков провода ПЭЛ 1,2. Диаметр намотки 30, длина 43 мм. В колебательных контурах применено по два конденсатора типа СГМ-3 емкостью 300 пф и рабочим напряжением 500 в. Последовательное соединение конденсаторов позволяет получить рабочее напряжение, равное 1 кв.

После монтажа колебательных контуров проверяют их резонансные частоты, затем закрывают крышками и герметизируют. Для этого коробки и все поверхности металлических деталей тщательно промазывают растворенным в ацетоне целлулоидом.

АНТЕННА «ПЕСТРАЯ ЛЕНТА»

Приемные змеевые антенны (рис. 8.100) обеспечивают бесшумный прием, требуют высокочувствительного RX может лежать на земле в виде любой фигуры. Длина кабеля не менее 0,75λ (не забудьте учесть коэффициент укорочения λ/4).

След: длина каб. для 80 м = (*) x 0,75) \ 1,4

(не менее) 40 м = (40 x 0,75)\1,4

Можно в качестве коаксиала применить сетевой провод питания, в качестве линии питания — телефонный провод «лапша».

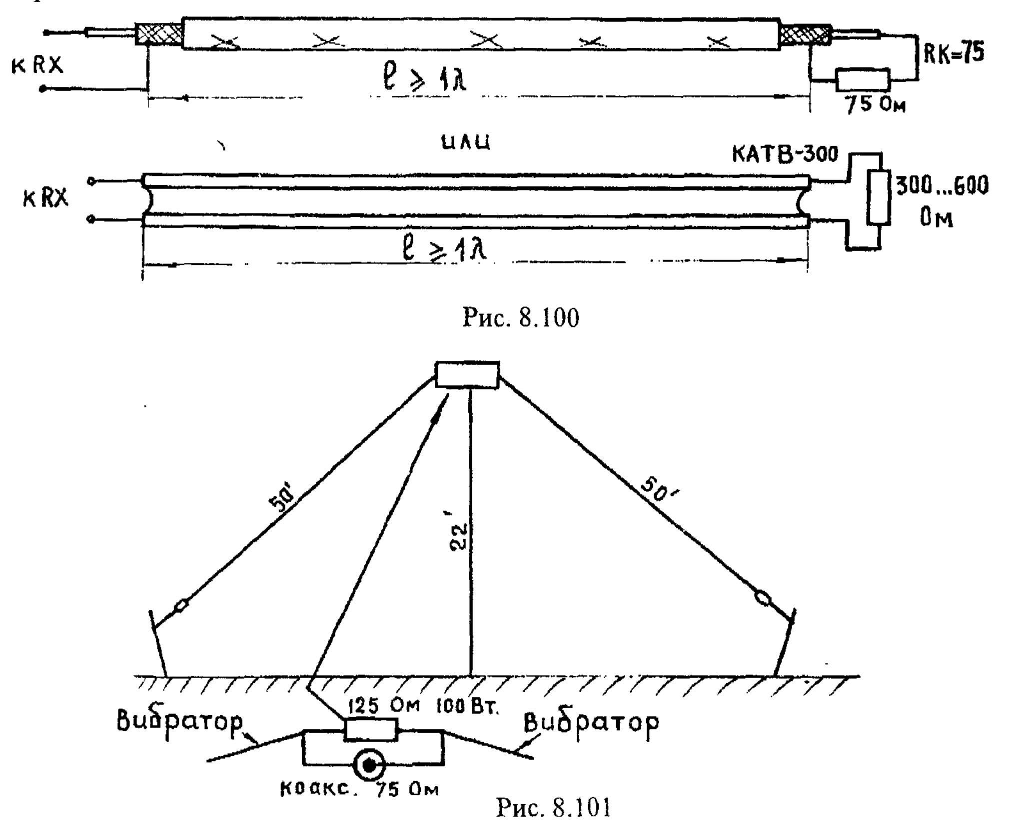


Рис. 8.100

Рис. 8.101

АНТЕННА «ЛА-МАНШ»

1,8 – 144 с КСВ близки к 1 не так эффективен, как резонансный диполь. Достигнуто хорошее согласование по фидеру на сопр. Может расходоваться до 75 % РТХ. Рекомендуется как универсальная антенна. Все длины даны в футах (рис. 8.101).

«ЛАМПА АЛАДДИНА» — V-BEAM АНТЕННА

V-BEAM рис. 8.102а можно отнести к разряду простых и эффективных проволочных антенн хотя последнее во многом зависит от высоты подвеса и внутреннего угла антенны. Точка запитки обычно находится на высоте 15...22 м. Плечи антенны располагают параллельно земле или под наклоном. Расстояние до подстилающей поверхности на концах полотен антенны — не менее 6 м. В этом случае получается хорошая антенна для ДХ работы, излучающая под малым углом в заданном направлении. Входное сопротивление антенны высокое, поэтому при использовании коаксиального кабеля в качестве линии передачи запитку производят через симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1/4 рис. 8.102б.

Рис. 8 102. V-BEAM антенна.

Так как угол между плечами антенны на каждом диапазоне разный, обычно это антенна на один диапазон. Для более точного согласования и эффективного использования антенны в качестве линии передачи используют двухпроводный фидер с волновым сопротивлением 200...600 Ом, а также симметричный тюнер для работы на нескольких диапазонах иногда выбирают компромиссный внутренний угол антенны.

В различных источниках в разное время были опубликованы готовые данные длин полотен, а также внутреннего угла антенны. Для удобства пользования приведенные значения были пересчитаны из футов в метры см. табл. 8-10.

ТАБЛИЦА 8-10

Частота, кГц	угол 90°	угол 70°	угол 52°	угол 39°
28000	10,56	21,23	42,67	85,34
29000	10,21	20,49	41,14	82,6
24900	11,86	23,69	47,47	94,91
21100	13,94	27,96	55,77	111,55
21300	13,81	27,83	55,62	111,25
14050	21,03	42,36	85,03	170,07
14150	20,87	42,06	84,42	169,16
14250	20,77	41,75	83,82	168,24
10100	29,18	58,44	116,89	233,78
7020	42,11	84,73	170,07	341,37
7200	41,09	82,6	166,11	332,23

Принято считать, что V-BEAM имеет усиление чуть больше 3 дБ по отношению к антенне типа L, длина которой равна длине одного плеча антенны. Вспомним, что длиннопроводные антенны на ВЧ диапазонах имеют большое усиление. Так, например, длинный провод 170,7 м, согласованный с помощью согласующего устройства, на диапазоне 28 МГц имеет усиление 10 дБ по отношению к полуволновому диполю 10-метрового диапазона. V-BEAM с длиной плеча 5λ. Имеет усиление порядка 8 дБ. При длине плеча 8λ усиление достигает 11 дБ по отношению к полуволновому диполю соответствующего диапазона. Достижению такого высокого уровня усиления предшествует точная установка внутреннего угла антенны. При выборе компромиссного (среднего угла) для работы, как правило, на 3-х диапазонах усиление уменьшается.

При небольших мощностях согласование антенны с кабелем осуществляется широкополосным трансформатором 1/4 на ферритовом сердечнике рис. 8.102б. С его помощью производится симметрирование, но добиться точного согласования не представляется возможным.

Любителям QRP желательно отказаться от использования в точке запитки трансформатора, выполненного на ферромагнитном материале. При соответствующей мощности происходит насыщение ферромагнитного материала и нагрев трансформатора, что часто переходит в проблему TVI, а также других видов помех. Применение сложенных вместе нескольких колец, предварительно обмотанных стеклотканью, а также использование провода во фторопластовой изоляции не снимает проблему. Использование же двухпроводного фидера также симметричного (балансного) антенного согласующего устройства, осуществляющего согласование в широком диапазоне сопротивлений, позволяет без потерь передавать ВЧ энергию от источника в нагрузку. В этом случае открытую линию подключают к полотнам антенны и устанавливают необходимый внутренний угол. Исключается применение Т-образного или другого типа антенного тюнера с трансформатором 1/4 на выходе ввиду больших потерь. Подобные антенные согласователи могут быть использованы с такими антеннами как WINDOM, а также FOLDED DIPOLE при запитке симметричной линией для многодиапазонной работы. Эти антенны имеют входное сопротивление порядка 200...300 Ом независимо от рабочего диапазона и проблем с согласованием нет.

Гораздо меньшее усиление, но хорошее согласование антенны с фидером можно получить при изготовлении укороченной антенны V-BEAM рис. 8.102в. Антенна предназначена для работы на диапазонах 20, 15, 10 метров. Входное сопротивление – 50 Ом. Усиление — порядка 3 дБ по отношению к диполю. Длина линии передачи кратна целому числу полуволн.

Плечи длиной 17,1 м работают на диапазонах 21 и 28 МГц. На диапазоне 14 МГц используются обрезки по 15,6 м. Короткие плечи антенны располагаются строго под длинными. Расстояние между



ними на концах равно 3 м. Кто является автором этой антенны – не известно, но впервые она была опубликована в 1. В конце 80 годов на протяжении трех лет мной использовалась такая антенна, установленная на крыше 5-этажного дома.

Результаты хорошие, проблем с настройкой не было.

Длиннопроводные антенны V-BEAM — это антенны для солидных радиолюбителей. Некоторая сложность в согласовании, большое количество провода, а также требуемая площадь для установки антенны оправдываются полученными результатами.

АНТЕННА — «СЕВИЛЬСКИЙ ЦИРЮЛЬНИК»

В радиолюбительской практике часто применяется шлейфовый вибратор, расположенный под углом к поверхности земли, известной под названием антенны T2FT.

Отличительной чертой этой антенны является то, что она обладает большой полосой пропускания, которой соответствует отношение частот, равное 1:5. Например, если сконструировать антенну для частоты 7000 кгц, то длина полотна антенны будет 14,35 м и антенна может быть успешно применена для диапазонов 40, 20, 15, 10 м. Антенна T2FT для диапазона 80 м хорошо работает и в диапазонах 40, 20 м, при угле наклона 30 град. Антенна имеет всенаправленную диаграмму направленности, т.е. диаграмма направленности имеет много широких лепестков с незначительными минимумами между ними.

Антенна имеет коэффициент усиления, сравнимый с коэффициентом полуволнового вибратора.

Антенна рис. 8.103 сконструирована для диапазона 40 м и имеет полосу пропускания от до 35 МГц, но с незначительными потерями может работать вполне удовлетворительно и в диапазоне 80 м. Длина полотна м антенны является функцией по отношению к самой низкой рабочей частоте КГц, т.е.

$$l = \frac{100000}{f}$$

оптимальное расстояние d при этом равняется $\lambda/100$

Рис. 8.103

$$d = \frac{300000}{f}$$

Угол наклона к поверхности земли обычно составляет 30 град, но можно подвешивать антенну с углами наклона 40 или 20 град.

В качестве линии передачи можно использовать любую линию , имеющую волновое сопротивление от 300 до 600 ом.

Сопротивление поглощения должно быть безындукционным, и номинальная мощность, рассеиваемая в нем, должна составлять по меньшей мере 35% выходной мощности передатчика. При использовании антенны только в качестве приемной сопротивлением поглощения может быть любой пленочный резистор соответствующего номинала.

Номинальное сопротивление поглощения должно равняться волновому сопротивлению линии передачи, но практические исследования показали, что лучше выбирать поглощающее сопротивление несколько больше волнового табл. 8-12

Таблица 8-12

Волновое сопротивление линии передачи, Ом	Оптимальное поглощающее сопротивление, Ом
600	650
450	500
300	390

Линия передачи может быть связана с колебательным контуром выходной ступени передатчика непосредственно с помощью катушки связи. Для линии передачи с волновым сопротивлением 600 ом для работы в диапазонах 40, 80 м катушка связи должна иметь 6 витков, а для диапазона 20 м достаточно трех витков.

АНТЕННА «ЗАПОРОЖСКАЯ СЕЧЬ» ВСЕВОЛНОВАЯ

Эта антенна известна давно, но особую популярность получила в последнее время, после того как число радиолюбительских КВ диапазонов возросло до девяти. В радиолюбительской литературе ее принято называть — нагруженный вверху петлевой вибратор. При очень небольших габаритах (меньше чем полуволновый диполь на самый низкочастотный ее рабочий диапазон) она обеспечивает бесподстроечную работу на пяти высокочастотных диапазонах. Особенность варианта антенны, о котором идет речь в этой статье — очень удобная и прочная конструкция, допускающая установку антенны с использованием одной мачты.

Антенна представляет собой петлевой вибратор, в середину верхней части которого введен нагрузочный резистор R. Если выбрать размеры антенны, указанные на рис. 8.104 (λ — самая большая длина волны, на которой должна работать антенна), то она обеспечит работу с КСВ не более двух во всех любительских диапазонах, для которых длина волны в три-пять раз меньше самой большой. Входное сопротивление антенны зависит в некоторых пределах от сопротивления нагрузочного резистора и составляет несколько сотен ом, поэтому для согласования фидера с антенной используется согласующе-симметрирующий трансформатор Тсс.

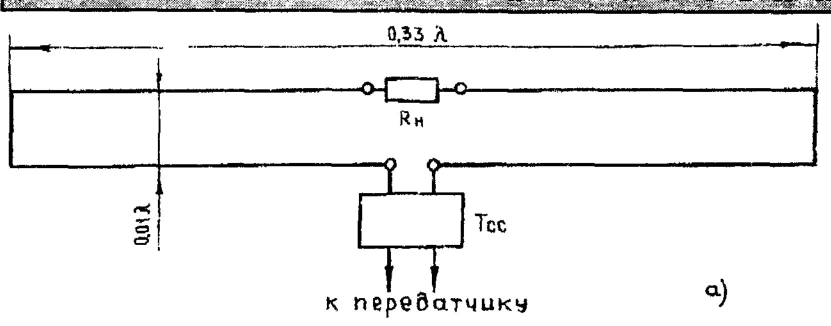
Отличие описываемой антенны от традиционной в том, что петлевому вибратору придана форма, близкая к треугольнику рис. 8.104б. Размеры антенны, приведенные на рисунке, соответствуют рабочей полосе частот от 10 до 30 МГц.

Антенна изготовлена из металлических труб и проволоки рис. 8.105. Нижний проводник вибратора составлен из труб разного диаметра, что обеспечивает его жесткую конструкцию и возможность крепления примерно на полметра. Половины верхних проводников соединены с концами труб и идут к вершине мачты, где установлен нагрузочный резистор. Эти проводники выполняют и еще одну функцию — поддерживают концы труб.

При сопротивлении нагрузочного резистора 500 Ом входное сопротивление антенны равно 450 Ом. Это обеспечивает ее оптимальное согласование с фидером во всей полосе рабочих частот при условии, что волновое сопротивление фидера 50 Ом, а трансформатор имеет коэффициент трансформации девять. Нагрузочный резистор должен иметь мощность рассеяния, равную примерно одной трети выходной мощности передатчика.

Для приемной антенны мощность рассеяния этого резистора значения не имеет.

Возможный вариант конструкции антенны в части крепления ее элементов к мачте приведен на рис. 8.106. К мачте прикреплено основание из негигроскопичного диэлектрика, а концы труб, образующих



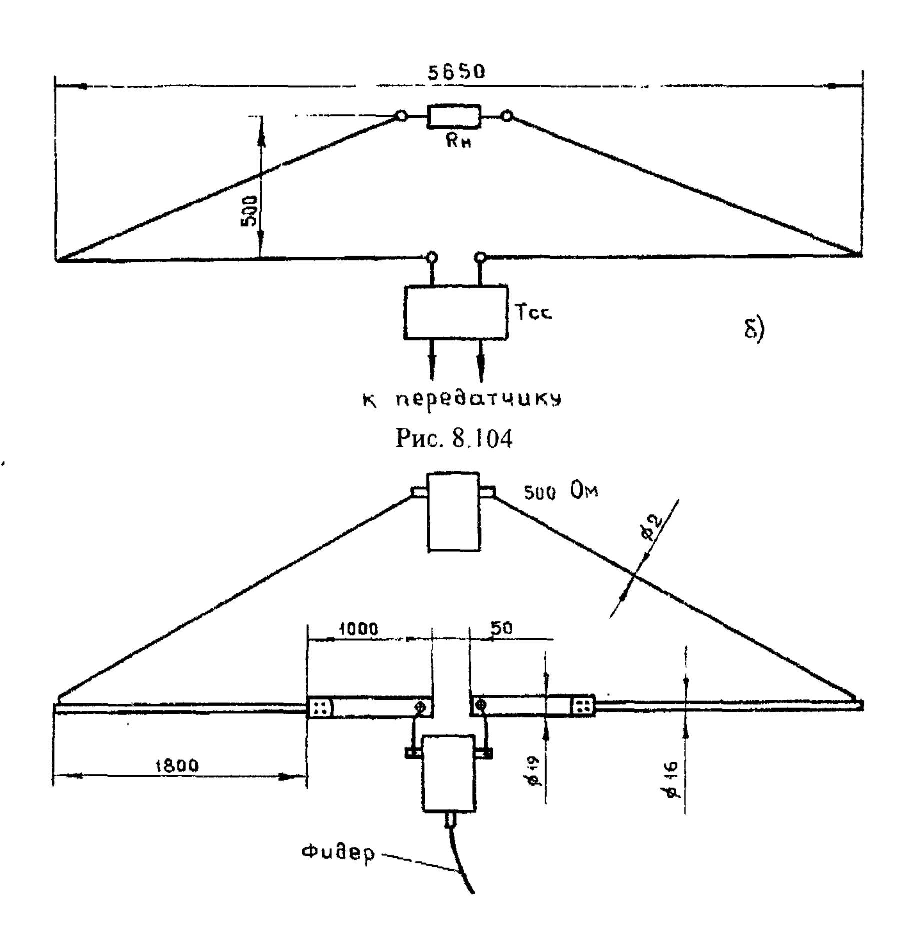


Рис. 8.104

Рис. 8.105

нижнюю часть полотна антенны, надета диэлектрическая труба. Последняя закреплена на основании П-образными скобами с навинченными на их резьбовые концы гайками. Аналогичным образом закреплено на мачте и само основание.

Согласующе-симметрирующий трансформатор представляет собой три одинаковых двухобмоточных трансформатора, выводы которых соединены определенным образом рис. 8.107. Они намотаны на кольцевых магнитопроводах из карбонильного железа, каждая из обмоток содержит по 10 витков провода диаметром 1 мм. Их можно выполнить и на ферритовых кольцах с начальной магнитной проницаемостью 20...50. Диаметр колец должен быть не менее 20 мм (для мощности передатчика до 100 Вт). Перед установкой на мачту трансформатор целесообразно проверить, нагрузив его резистором сопротивлением 450 Ом и измерив КСВ на его входе во всей полосе рабочих частот рис. 8.108. Если этот параметр где-то отличается от единицы, потребуется коррекция чисел витков обмоток трансформаторов (одновременно всех трех).

Нагрузочный резистор в авторском варианте антенны выполнен из включенных параллельно 20 резисторов сопротивлением 10 кОм с мощностью рассеяния 2 Вт. Получившийся в результате нагрузочный резистор с мощностью рассеяния 40 Вт позволяет использовать антенну с передатчиком мощностью до 100 Вт.

Как симметрирующе-согласующий трансформатор, так и нагрузочный резистор рекомендуется поместить в коробки из диэлектрика, защищающие их от воздействия влаги и пыли.

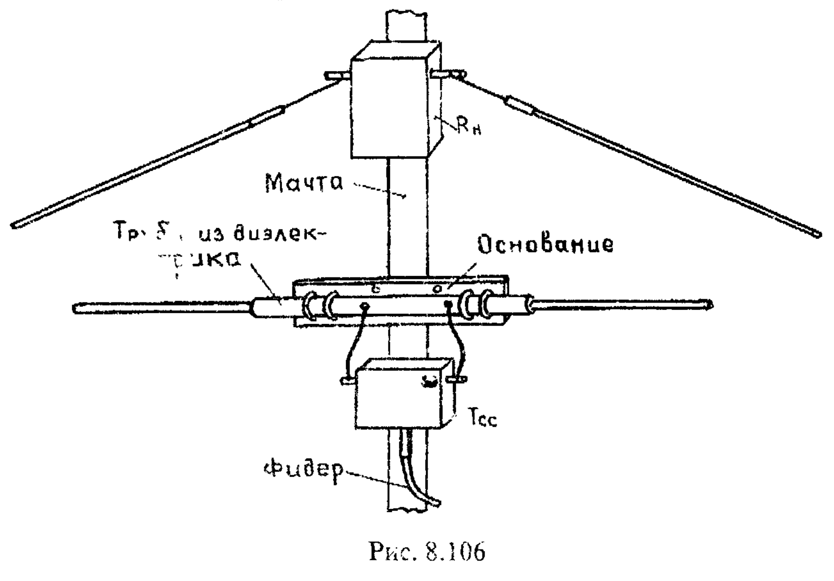


Рис. 8.106

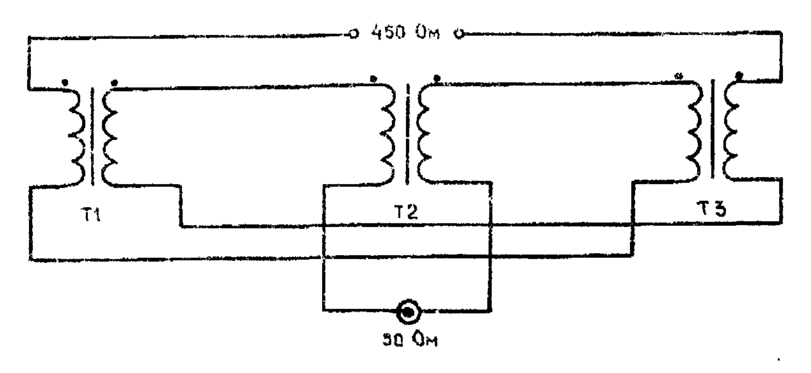


Рис. 8.107

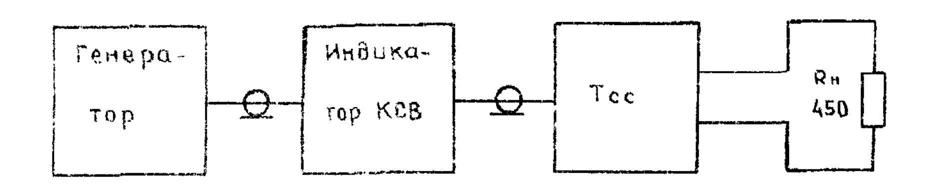


Рис. 8.108

Автор этой конструкции получил следующие значения КСВ на любительских диапазонах: 10 МГц — 1,3, 14 МГц — 1,3, 18 — 1,7 МГц, 21 — 2,0, 24 — 1,1, 28 МГц — 1,5.

Антенна имеет неплохие параметры и на более высоких частотах, в частности, вполне работоспособна в диапазоне 50 Мгц. Небольшой КСВ — не более 1,5 — у нее и на низкочастотных диапазонах (вплоть до 1,8 МГц), но здесь заметно падает КПД антенны, что, впрочем может и не мешать использовать ее для местных связей.

ВЕРТЕП — АНТЕННА НА 160 м

Наибольшие трудности вызывает у радиолюбителей создание антенных систем на низкочастотные КВ диапазоны и особенно на диапазон 160 м. Ведь для эффективной работы антенны длина ее излучающей части должна быть сравнима с длиной волны Для диапазона 160 м это означает, что излучатель должен иметь длину по крайней мере 30...40 м. Да и удалять ее от «земли», в частности – от металлической крыши здания, следует примерно на такое же расстояние. Выполнить полностью эти требования обычно не предоставляется возможным, поэтому радиолюбители вынуждены искать компромиссные решения, идти, например, на заведомое снижение эффективности антенной системы, лишь бы ее установка была реальной в конкретных условиях дома, где проживает коротковолновик.

Для диапазона 160 м лучше всего подходят симметричные антенны типа полуволнового диполя или различных модификаций рамок, имеющих периметр длиной в λ («квадрат», «DELTA LOOP»). Практически такие антенны можно устанавливать только между домами, причем в этом случае средняя высота

их подвеса должна составлять не менее 20-30 м. При меньших высотах из-за влияния «земли» антенна будет излучать радиоволны в основном под большими углами к горизонту и, следовательно, будет недостаточно эффективна при проведении дальних связей.

Длину l (в м) излучающей части полуволнового диполя рис. 8.109. рассчитывают по формуле $l = 142{,}5/f$, где f — резонансная (рабочая) частота антенны в МГц. Если предполагается работать как телефоном так и телеграфом, то резонансную частоту антенны следует выбрать близкой к середине диапазона (например 1,9 МГц) Если же работа будет вестись в основном только одним видом излучения, то ее целесообразно выбрать близкой к середине соответствующего участка любительского диапазона. Следует отметить, что на практике длина излучателя может заметно отличаться от расчетной из-за влияния окружающих предметов. Вот почему при изготовлении антенны первоначальную длину излучателя надо взять с некоторым запасом, а затем, в процессе настройки, уточнить ее.

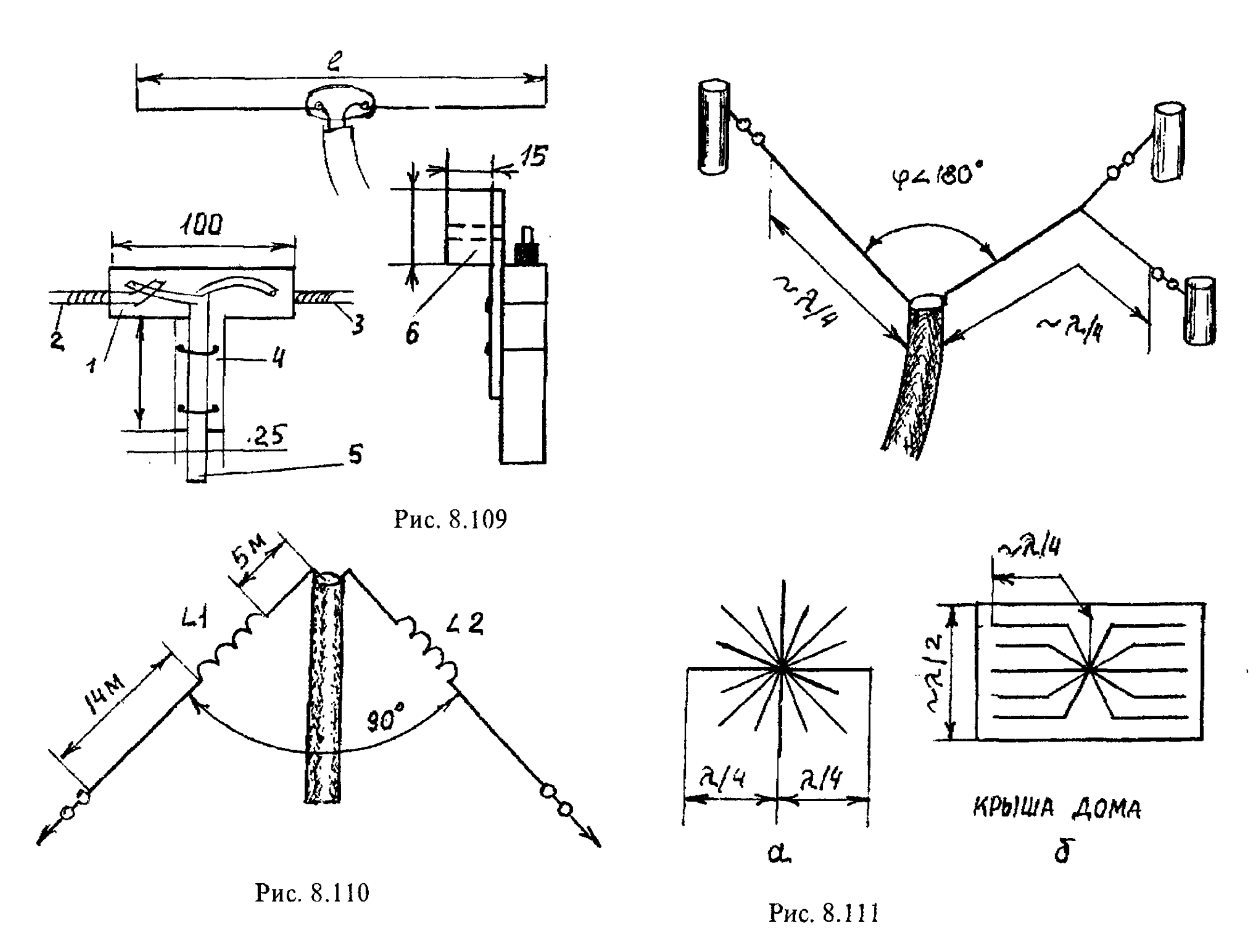


Рис. 8.109

Рис. 8.110

Рис. 8.111

Входное сопротивление диполя около 75 Ом, поэтому для его питания следует использовать коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Однако здесь вполне допустимо применение 50-омного кабеля. Во-первых, весьма вероятно, что входное сопротивление диполя при реальных высотах подвеса будет ниже 75 Ом, а во-вторых, такое незначительное рассогласование антенны с фидером КСВ!!!2 практически не влияет на ее эффективность

Собственно излучатель выполняют из медного канатика диаметром 2...3 мм. Для того чтобы исключить обрыв коаксиального кабеля в месте его подключения к излучателю Ю.Гребнев из г. Миасс Челябинской области предлагает кабель 5 жестко прикрепить (например U-образными хомутами) к Т-образному изолятору 4, который изготавливают из текстолита толщиной не менее 3 мм. Часть изолятора, которая работает на растяжение, усиливают текстолитовым бруском 6 размерами 15 x 25 x 100 мм. Оплетку и центральную жилу коаксиального кабеля припаивают к плечам 2 и 3 излучателя.

Настраивают антенну по измерениям КСВ в полосе частот. Из этих измерений находят резонансную частоту антенны, т.е. частоту, на которой КСВ минимален. Если она меньше (больше) заданной, то диполь укорачивают (удлиняют). Величину Δl, на которую надо укоротить или удлинить каждое из плеч диполя, определяют по формуле

$$\Delta l = l'\left|1 - \frac{f_1}{f_2}\right|$$

Здесь f_2 — частота, на которую должна быть настроена антенна, а l' и f_1 — соответственно первоначальная длина диполя и его резонансная частота.

В реальных условиях плечи диполя можно устанавливать под некоторым углом, несколько меньшим 180 град, и даже изгибать каждое из плеч рис. 8.111. Входное сопротивление антенны при этом несколько понижается, поэтому такие антенны целесообразно соединять 50-омным кабелем. Изменится также и диаграмма направленности, которая для классического диполя имеет вид «восьмерки». Настройка этой антенны немного сложнее, поскольку влияние окружающих ее предметов сказывается обычно сильнее. Для того чтобы не проскочить резонансную частоту, укорачивать плечи диполя здесь следует постепенно, шаг за шагом. Этот вариант установки диполя, естественно, компромиссный, но он позволяет при незначительном снижении эффективности антенны привязать ее к конкретным местным условиям.

Длину излучающей части диполя можно уменьшить почти вдвое, если ввести в каждое ее плечо по «удлиняющей» катушке рис. 8.110. Чтобы не снижать существенно коэффициент полезного действия антенны, «удлиняющие» катушки должны иметь малые собственные потери, т.е. высокую (примерно 150) добротность.

Кроме того, они должны быть надежно защищены от воздействия атмосферной влаги.

Питание в эту антенну подают 50-омным коаксиальным кабелем. При указанных на рис. 8.110 размерах излучающей части катушки L1 и L2 должны иметь индуктивность около 70 мкГн. Их можно выполнить на каркасах диаметром 40 мм и длиной 80 мм, на которые наматывают по 65 витков провода ПЭВ-2 диаметром 1,2 м (намотка рядовая, виток к витку). Если в распоряжении радиолюбителя имеются другие каркасы, то требуемое число витков можно оценить по формуле

$$L = \frac{0{,}2D^2 \cdot n^2}{(9D + 20l)}$$

Здесь L — индуктивность катушки в мкГ, D и L — диаметр и длина катушки в см, n — количество витков. Поскольку намотка рядовая, то $l = nd$, где d — диаметр провода катушки в см. Необходимую резонансную частоту антенны устанавливают подбором длины внешних (14-метровых) отрезков каждого плеча.

Укороченный диполь вполне можно установить на крыше одного здания, модифицировав его в антенну типа «INVERTED V» (она была показана на рис.8.110). Для установки такой антенны требуется только одна мачта высотой около 15 м. Плечи диполя выполняют одновременно и функции двух(из требуемых четырех) оттяжек для крепления мачты. Как уже отмечалось при такой высоте подвеса диполь излучает в основном под большими углами к горизонту. Однако даже с учетом этого недостатка описанная укороченная антенна может оказать эффективнее несимметричных антенн, о которых речь пойдет ниже.

Недостатком всех несимметричных антенн (к ним относятся разнообразные «проволочные», а также вертикальные излучатели) является необходимость иметь хорошую «землю», т.е. заземление (в радиотехническом смысле этого слова). Реализовать хорошее заземление в городах практически невозможно, поэтому радиолюбитель, если он решает (или его заставляют обстоятельства) установить антенну с несимметричным питанием, должен позаботиться о хороших противовесах. Входное сопротивление большинства несимметричных антенн лежит в пределах 10...30 Ом, а для укороченных антенн может составлять единицы ом и даже доли ома. Между тем сопротивление потерь для распространенной системы из трех противовесов под углом 120 град. Друг к другу составляет примерно 30 Ом. Таким образом, при использовании противовесов более половины мощности, отдаваемой передатчиком, бесполезно теряется. Для эффективной работы несимметричной антенны количество противовесов должно быть 10-12, причем совсем не обязательно, чтобы все они имели длину $\lambda/4$. Дело в том, что наибольшее значение плотности токов ВЧ — непосредственно у основания антенны, именно здесь надо иметь наибольшее суммарное сечение проводников противовесов. Если противовесы нельзя установить по кругу (обычно дело обстоит именно так), то их следует разместить как показано на рис. 8.111.

На рис. 8.112 приведены два варианта Г-образной антенны для диапазона 160 м. Питание на обе антенны подают коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Соотношение между длинами отрезков А и Б может быть выбрано произвольным

Важно лишь, чтобы их суммарная длина составляла 38 м для варианта а и 43 для варианта б.

Антенна на рис. 8.112а при длине отрезка А=10 м имеет входное сопротивление около 10 Ом. Катушка L1 имеет индуктивность 13 мкГ. Она выполнена на каркасе диаметром 50 мм и содержит 20 витков медного голого провода диаметром 0,8 – 1,0 мм. Длина намотки 50 мм. При мощности передатчика до 10 Вт в качестве конденсатора С можно использовать блок конденсаторов от лампового радиовещательного приемника. Настраивают антенну сначала конденсатором С, добиваясь последовательного резонанса на рабочей частоте (устанавливают по максимальной нагрузке антенной передатчика). После этого подбирают положение отвода на катушке L1 по минимуму КСВ.

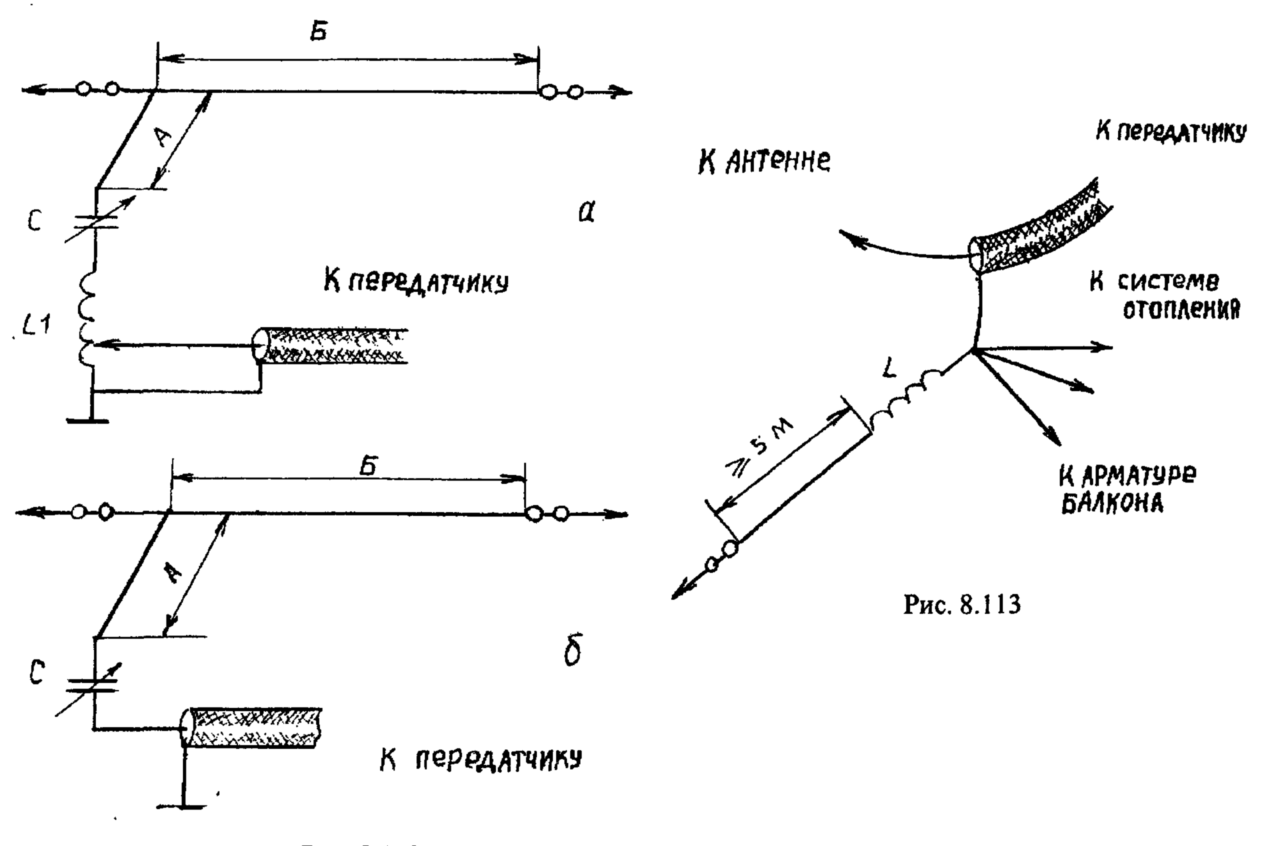


Рис. 8.112

Рис. 8.113

Антенна, показанная на рис. 8.112б, имеет активную составляющую входного сопротивления около 50 Ом, если длина отрезка А=10 м. При настройке этой антенны сначала компенсируют конденсатором С реактивную составляющую входного сопротивления (она имеет индуктивный характер), а затем подбирают длину антенны по минимуму КСВ, каждый раз подстраивая конденсатор С. Из-за большого входного сопротивления эта антенна работает эффективнее, чем изображенная на рис. 8.112а, но последняя проще в настройке, так как не требует тщательного подбора общей длины антенны.

В частном случае любая из этих двух антенн может начинаться непосредственно у передатчика и проходить через оконную раму на ближайший дом или какое-нибудь дерево. В этих условиях создать разветвленную систему противовесов практически невозможно, поэтому корпус передатчика надо присоединить к арматуре балкона (если дом железобетонный). Кроме того, такую систему заземления следует дополнить хотя бы одним противовесом максимально возможной длины (но не менее 5 м).

Этот противовес может быть растянут на внешней стороне балкона или вдоль стены дома. К корпусу передатчика его подключают через катушку, индуктивность которой следует установить экспериментальным путем по минимальной величине высокочастотного напряжения на корпусе передатчика (исходное значение индуктивности около 200 мкГ). Это напряжение можно регистрировать простейшим ВЧ вольтметром рис. 8.113, который подключают к корпусу только одним выводом.

АНТЕННЫ С ПОНИЖЕННЫМ ВОЛНОВЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Для расширения рабочего диапазона частот вибратор антенн необходим выбор такой формы и конструкции вибратора, чтобы отношение реактивной составляющей входного сопротивления антенны к активной в рабочем диапазоне частот было как можно меньше. Кривая реактивной составляющей входного сопротивления антенны в диапазоне частот будет тем более пологой, чем меньше волновое сопротивление антенны. Последнее может быть достигнуто путем увеличения поперечных размеров антенны (относительно ее длины).

Уменьшение волнового сопротивления вибратора сказывается не только на реактивной, но и на активной составляющей входного сопротивления антенны. Для оценки этого явления можно использовать понятие добротности антенны Q по аналогии с добротностью последовательного (в районе первого резонанса антенны) или параллельного (в районе второго резонанса) колебательных контуров.

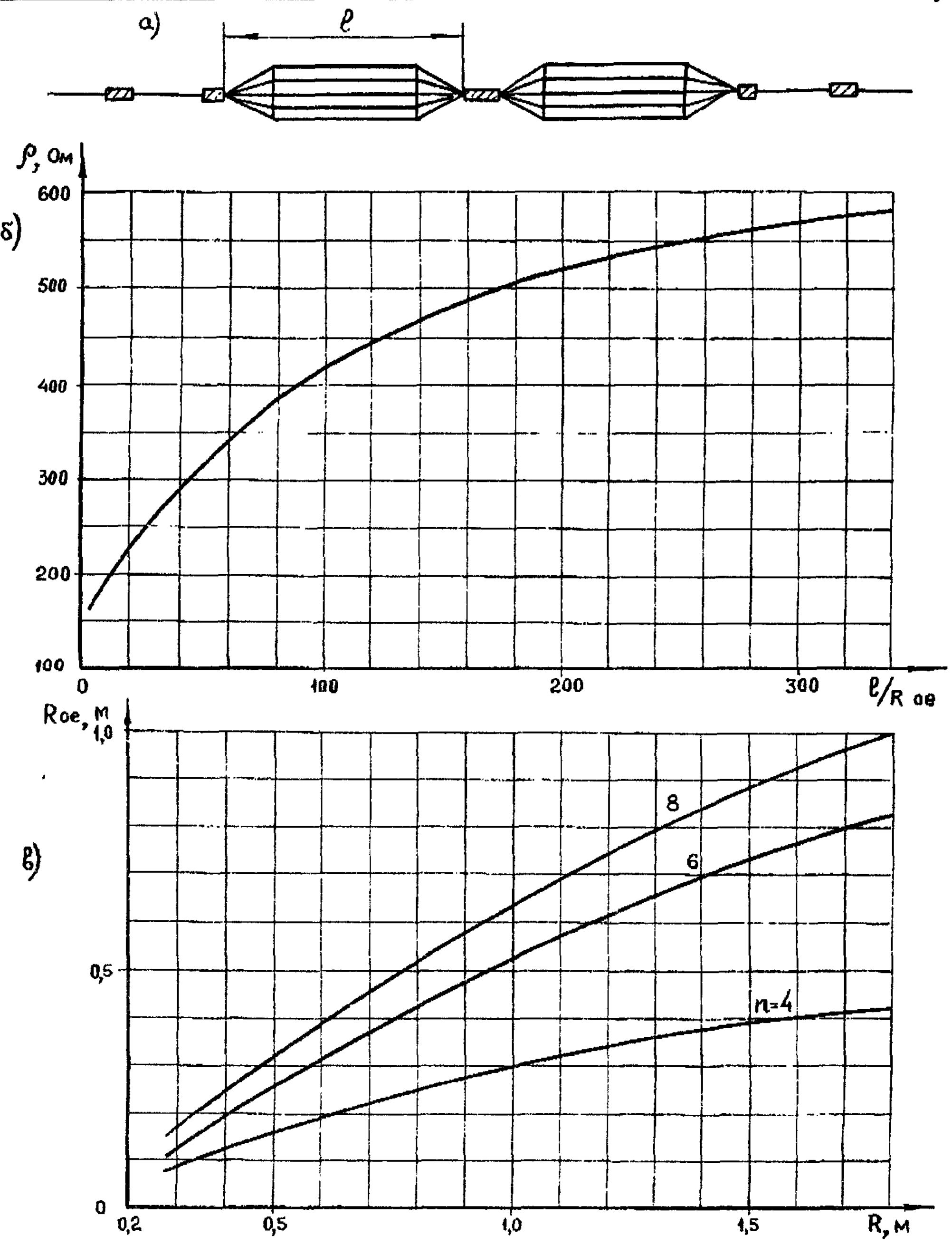


Рис. 8.114. Схема горизонтального вибратора (а), зависимость его волнового сопртивления от отношения $l/R_{ос}$ (б) и зависимость эквивалентного радиуса от радиуса вибратора (в).

Величина добротности вибратора вблизи первого резонанса может быть найдена из сопоставления выражений для входного сопротивления вибратора Z_A и последовательного контура Z_K при небольшой расстройке относительно резонансного значения

$$Q_{Апос} = \frac{\pi\rho}{4R_A}$$

Аналогичным образом может быть найдено значение эквивалентной добротности антенны в районе второго резонанса

$$Q_{Апар} = \frac{\pi\rho}{2R_A}$$

Из выражений видно, что для получения максимально широкого диапазона рабочих частот вибратора его размеры и конфигурация должны выбираться из условия получения минимального

отношения ρ/R_A. Так, например, для симметричного вибратора, работающего вблизи первого резонанса, отношение ρ/R_A будет минимальным при ρ =170 Ом. Для цилиндрических антенн это приблизительно соответствует отношению их длины к диаметру порядка 10. На практике применяют диапазонные вибраторы различной конфигурации: цилиндрические, сфероидальные, конические и т.п.

Для уменьшения паразитной шунтирующей емкости в месте подключения фидера концы вибраторов заостряют. В диапазоне КВ эти вибраторы выполнены не сплошными, а состоящими из нескольких проводов, натянутых между основаниями в форме круга или многоугольника. Такой вибратор впервые был предложен С. И. Надеенко и носит его имя. Расчет статической емкости многопроводного вибратора с радиусом R может быть осуществлен по формуле 2.132. При этом многопроводный вибратор заменяется эквивалентным цилиндрическим вибратором, радиус которого рассчитывается по формуле 2.136.

Применяемые горизонтальные диапазонные вибраторы имеют радиус 0,5 –0,75 м и составляются из шести – восьми проводов рис.8.114а. На рис. 8.114б, в приведены характеристики такого вибратора.

«МЛЕЧНЫЙ ПУТЬ» — ПЯТИДИАПАЗОННАЯ КВ АНТЕННА

Коротковолновая антенна, предназначенная для работы на пяти любительских диапазонах, состоит из двух параллельно включенных диполей рис. 8.115а, которые питаются от одного фидера. Один из

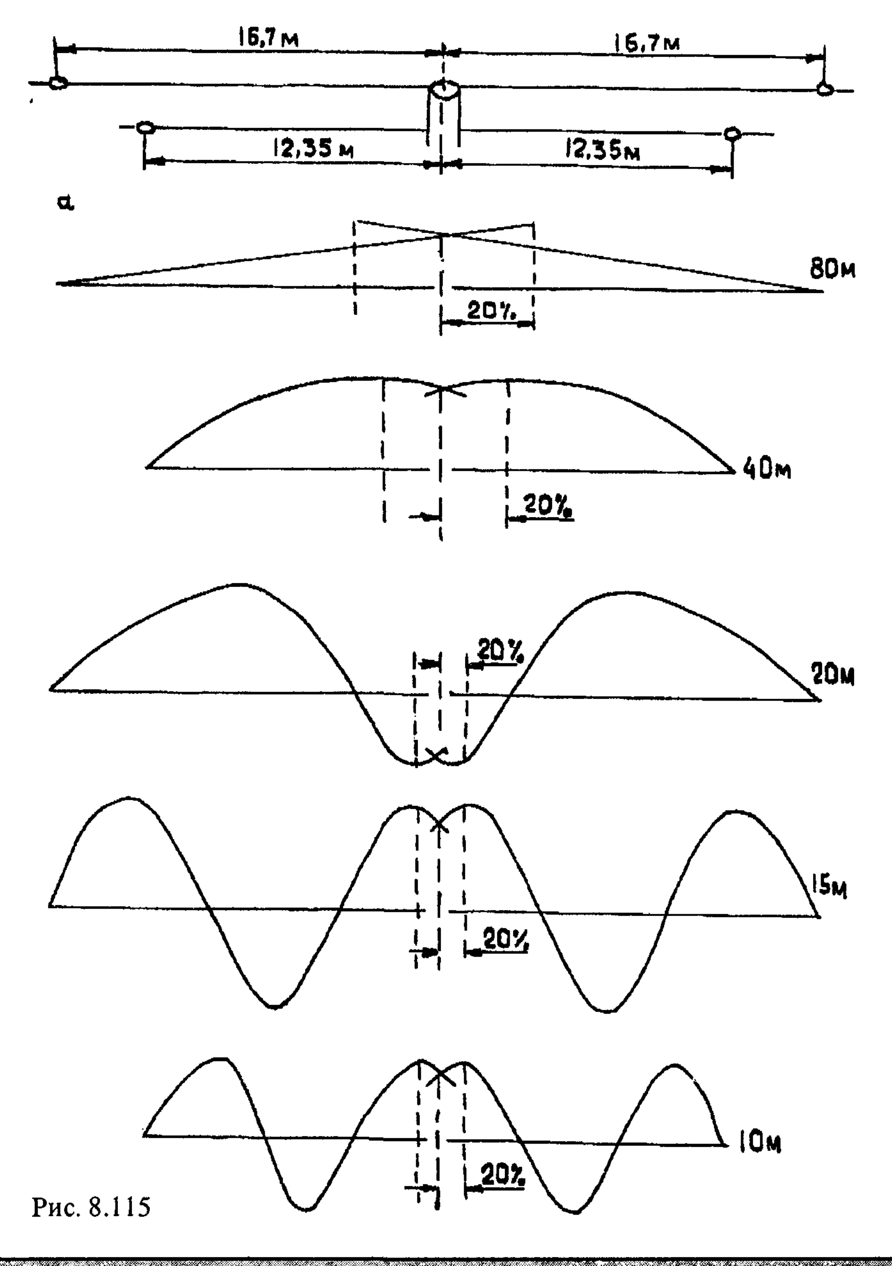


Рис. 8.115



диполей длиной 16,7 х 2 используется на диапазонах 80, 20 15 м, другой — длиной 12,35 х 2 м на 40 и 10 м. Полная длина каждого диполя выбрана из такого расчета, чтобы на соответствующих диапазонах они были примерно на 40% длиннее или короче целого числа полуволн. В этом случае точка питания антенны на каждом диапазоне рис. 8.115б будет находиться от пучности тока примерно на 20% от $\lambda/4$ и входное сопротивление антенны на всех диапазонах будет около 200 ОМ.

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом через широкополосный симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации сопротивлений 1:4.

Конструкция широкополосного симметрирующего трансформатора приведена на рис. 8.116. Он состоит из двух дросселей, выполненных ленточным кабелем с волновым сопротивлением 100 Ом.

Каждый дроссель содержит по 25 витков (намотка без принудительного шага).

По входу дроссели включены параллельно, а по выходу — последовательно. Входное сопротивление трансформатора в широкой полосе частот около 50 Ом, а выходное — около 200 Ом. Для уменьшения механических нагрузок на антенну дроссели намотаны на полых диэлектрических каркасах. Конструктивное выполнение отдельных узлов антенны показана на рис. 8.105. Изолирующие распорки для крепления диполей изготовлены из диэлектрика.

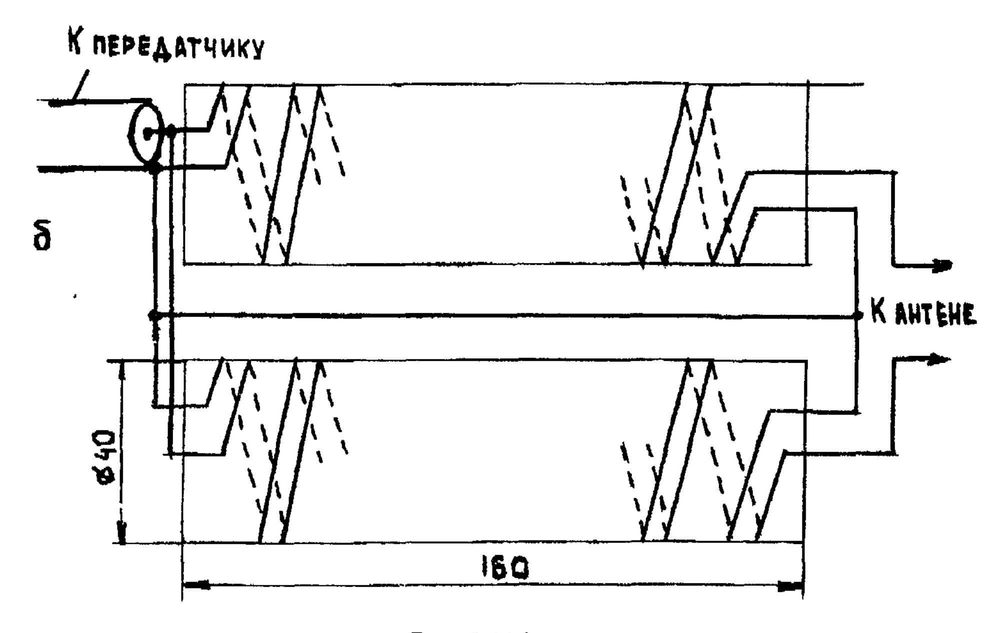


Рис. 8.116

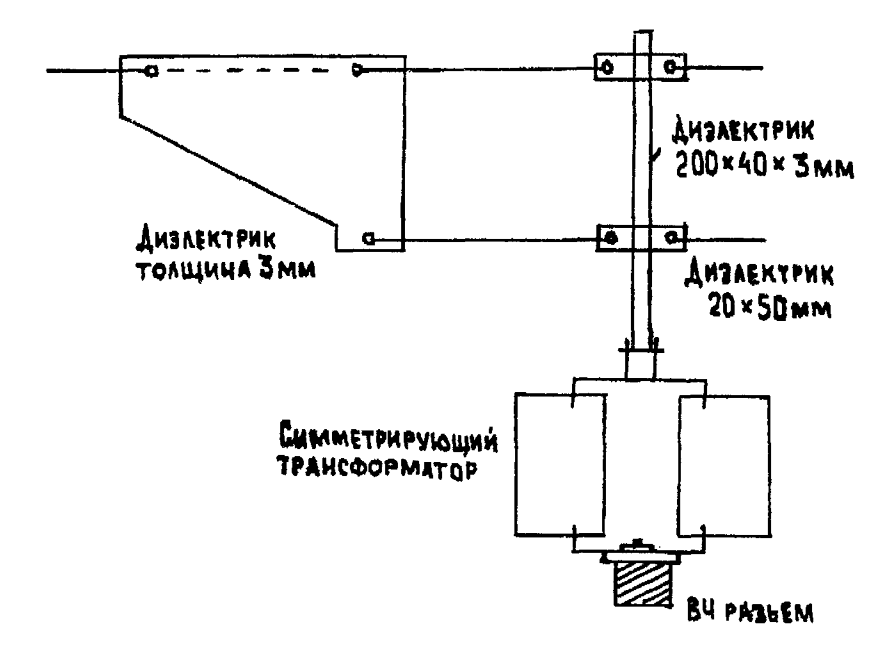


Рис. 8.117

Зависимость КСВ от частоты для всех любительских диапазонов приведена в табл. 8-13.

Таблица 8-13

Частота, кГц	КСВ	Частота, кГц	КСВ
3500	1,25	21400	1,04
3600	1,2	28000	1,66
3700	1,115	28100	1,7
7000	1,25	28200	2,08
7100	1,33	28300	2,15
14000	1,55	28400	2,2
14100	1,2	28500	2,18
14200	1,15	28600	1,8
14300	1,65	28700	1,5
21000	1,7	28800	1,3
21100	1,5	28900	1,13
21200	1,25	29000	1,13
21300	1,13		

АНТЕННА «НИАГАРСКИЙ ВОДОПАД»

На рис. 8.118 изображена практическая схема SLOPER для работы в диапазоне 80 в скобках вариант для 40 метров. Коаксиальный кабель согласуется с антенной через LC контур, параметры которого изображены на рисунке. Нижняя часть антенны крепится на высоте 1,8 м. В экспериментальном исполнении в нижней части антенны были размещены 16 радиальных проводников в качестве искусственной земли длиной $^{\lambda}/_{4}$.

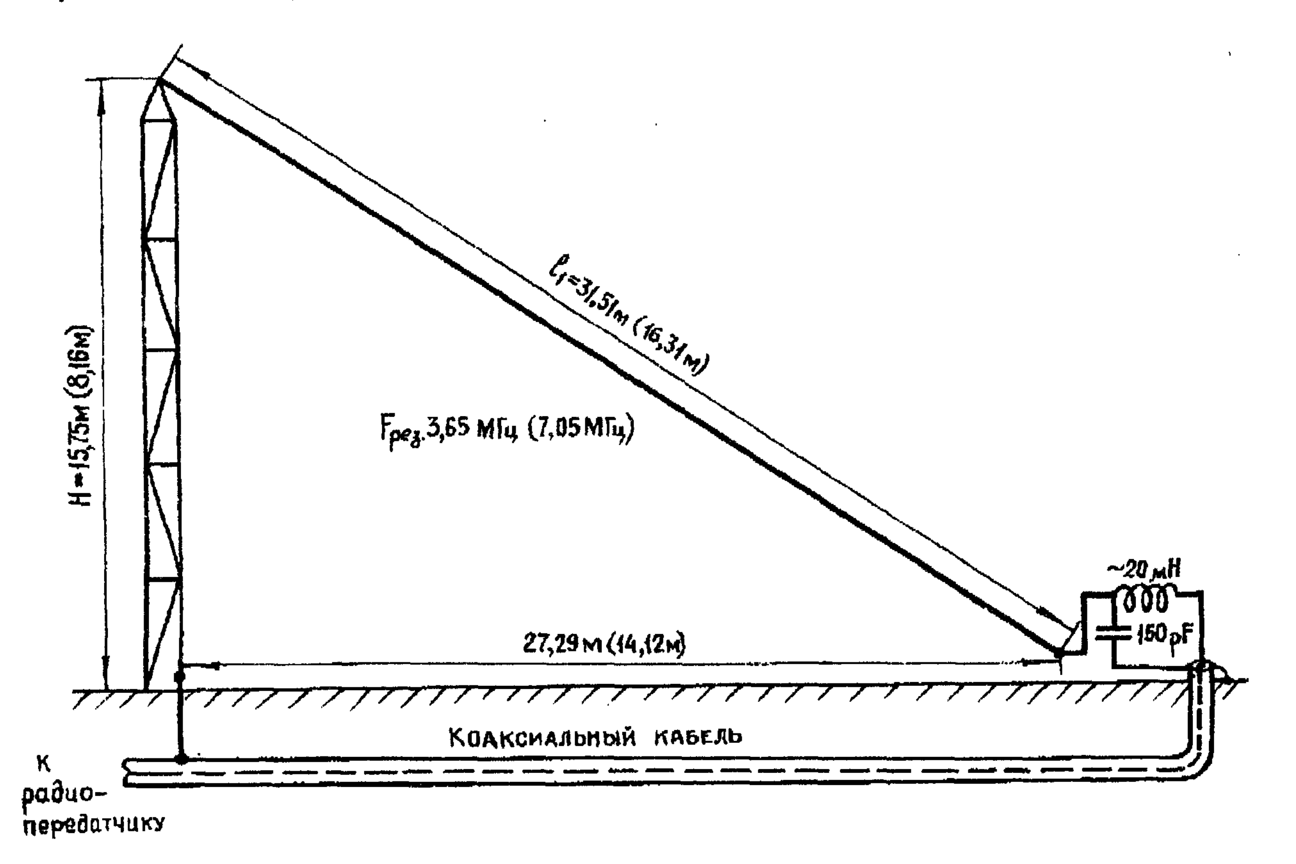
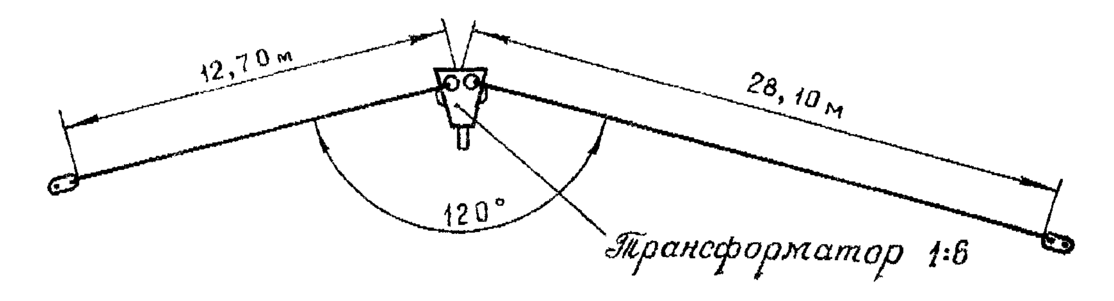


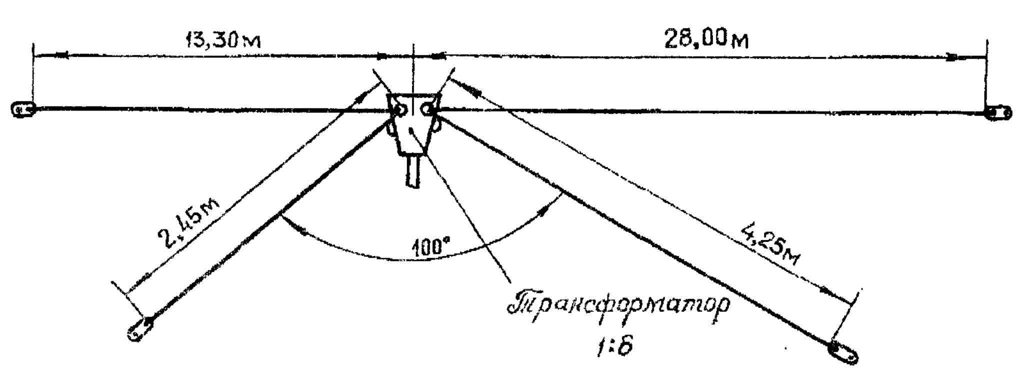
Рис. 8.116

АНТЕННА «ВОЛНЫ АДРИАТИКИ»

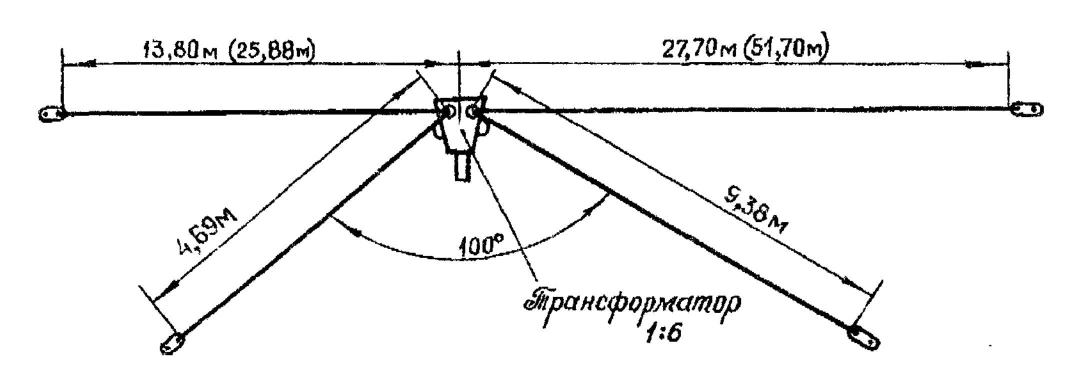
Предлагаем три варианта многодиапазонных проволочных дипольных антенн, серийно выпускаемых западной промышленностью для радиолюбителей (рис. 8.119). Диаметр полотна 2,5 мм, трансформатор согласования 1:6, входное сопротивление антенны 300 Ом. Антенны запитываются коаксиальным кабелем 500 Ом. Антенны имеют очень хорошие характеристики и рекомендуются для повторения. Трансформатор наматывается на ферритовом кольце, сечение которого выбирается в зависимости от подводимой мощности. Изоляторы лучше всего орешковые, но можно использовать и органическое стекло. При изготовлении трансформатора нужно позаботиться об его герметизации.



Диполь: 80/45/40/20/12/11/10 м



Диполь: 80/45/40/30/20/17/15/12/11/10 м



Диполь: 160/80/45/40/30/20/17/15/12/11/10 м
В скобках 160 м вариант.

Рис. 8.119



АНТЕННА «ФАРАДЕЙ»

История этой антенны началась в далеком 1935 г., когда в декабрьском выпуске «SIGNAL MAGAZINE» была опубликована статья, авторами которой были Коллинз и Грофт.

Антенна представляла собой тяжелую конструкцию, выполненную из алюминиевой трубки. Длина каждого плеча была 15 и 69 см. Линия передачи также выполненная из трубки, имела длину 25, 4 м, а волновое сопротивление линии было равно 300 Ом. Усиление — 1 дБ по отношению к полуволновому диполю. Антенна предназначалась для работы в диапазонах 80, 40, 20 м. В начале 50 годов антенна вновь появилась в Англии и в модифицированном виде была представлена радиолюбителем G5RW рис.8.120.

а)
15,54 м
15,54 м
450 Ом
10,36 м
ВЧ дроссель
28 м
С1 250
С2 250
ТХ
КСВ метр
L1 26 мкГн

б)
15,54 м
15,54 м
Симметричный фидер (вертикально)
450 Ом
К симметричному антенному тюнеру

в)

.Рис. 8.120

Следует отметить, что в таком исполнении G5RW имеет наилучшие результаты, т.к. открытый (симметричный) фидер имеет высокие характеристики и минимум потерь. Антенна выполняется из медного провода или антенного канатика диаметром 2,5…3 мм, а открытый фидер — из такого же материала, но диаметр составляет 1,6…1,8 мм.

Однако в свое время он выделил одну из них рис. 8.120б. Это компромиссный вариант антенны с использованием коаксиального фидера и обычного Т-образного тюнера. ВЧ-дроссель и линия передачи выполнены из коаксиального кабеля 75 Ом. Намотка дросселя — виток к витку. 10 витков на оправке 150 мм. В случае применения кабеля 50 Ом линия передачи открытого типа должна быть с волновым



сопротивлением 300 Ом, а длина ее 9 м. Можно применить линию типа КАТВ, где R =300 Ом, хотя ее характеристики резко ухудшаются при воздействии влаги.

Лучше изготовить открытый фидер самому рис. 8.120в.

Расстояние между проводами определяют пользуясь табл. 8-13.

ТАБЛИЦА 8-13

Rволн, Ом	Коэффициент, К
300	6,11
450	21,3

$$S = Kd,$$

где d — расстояние между центрами проводов;

K — коэффициент;

d — диаметр.

Необходимо отметить, что это компромиссная многодиапазонная антенная система состоящая из самого излучателя, линии передачи и Т-образного антенного тюнера, по входу которого всегда КСВ=1, но в самой линии передачи отсутствуют определенные значения КСВ. Тем не менее, передатчик работает на согласованную нагрузку и имеет высокий КПД. Значения КСВ в линии передачи определяют КПД самой антенной системы (вспомним, что это компромиссная антенна). Если не удается получить КСВ=1 по входу антенного тюнера, следует проверить правильность работы КСВ-метра или откалибровать П-контур трансивер (усилителя мощности на эквиваленте антенны = 50 или 75 Ом.

Обратимся к табл. 8-14

Таблица 8-14

Диапазон, м	Частота, МГц	КСВ
80	3,6	4,9
40	7	2,65
30	10,1	8,5
20	14,0	1,83
	14,2	2,64
17	18,11	1,84
15	21,2	5,71
12	24,95	4,52
10	28,4	4,42

Несмотря на приведенные значения КСВ внутри антенной системы W6SA1 остался доволен работой антенны в целом. Антенна G5RV может быть расположена как обычный диполь параллельно земле, как SLOPER (под наклоном) или как INVERTED. Обычно ее устанавливают как SLOPER. В случае применения металлической мачты открытый фидер располагают не ближе 40 см. от нее. Эта часть линии передачи располагается вертикально. Все это сказывается на значениях КСВ в линии. В диапазоне 160 м можно использовать эту антенну, но для этого линию передачи закорачивают в точке подключения к согласующему устройству, образуя Т-образную антенну. В этом случае необходимо иметь хорошее заземление. Настройка производится также по минимуму КСВ по входу антенного тюнера. Тех, кто наберется терпения и изготовит симметричный (балансный) антенный тюнер, ждет успех использования антенны, запитанной 450-омным двухпроводным фидером длиной 25,6 м, однако использование варианта антенны с коаксиальным кабелем и Т-образным антенным тюнером дает весьма хорошие результаты по сравнению с другими простыми антеннами. Как изготовить балансный тюнер, можно прочитать в книге Беньковского «Антенны коротких и ультракоротких волн». Там отсутствуют номиналы переменных конденсаторов. Емкость каждой секции сдвоенных конденсаторов оставляет 100 пФ, а входная емкость обычного односекционного 250 пФ. Существует много вариантов изготовления симметричных антенных тюнеров.

«БЕГУЩАЯ ПО ВОЛНАМ»

Большой популярностью у радиолюбителей пользуются многодиапазонные дипольные антенны с LC фильтрами-пробками (антенны типа W3DZ). При повторении подобных антенн особе трудности возникают при изготовлении катушки индуктивности, которая должна иметь высокую добротность и стабильность параметров. Она должна также быть надежно защищена от воздействия атмосферной влаги.

Однако фильтры-пробки, в принципе, можно выполнить из элементов с распределенными параметрами, что позволяет существенно упростить конструкцию антенны.

На рис. 8.121 изображена трехдиапазонная антенна , в которой фильтры-пробки выполнены на основе воздушной линии и подстроечного конденсатора с малой емкостью. Резонансная частота настроенных линий должна быть равной средней

Частоте соответствующих диапазонов. Следует учитывать, что часть индуктивности контура (воздушной линии) входит в суммарную индуктивность следующей за ним части вибратора. Поэтому часть вибратора должна быть несколько короче, чем в антенне с фильтрами-пробками, выполненными на элементах с сосредоточенными параметрами.

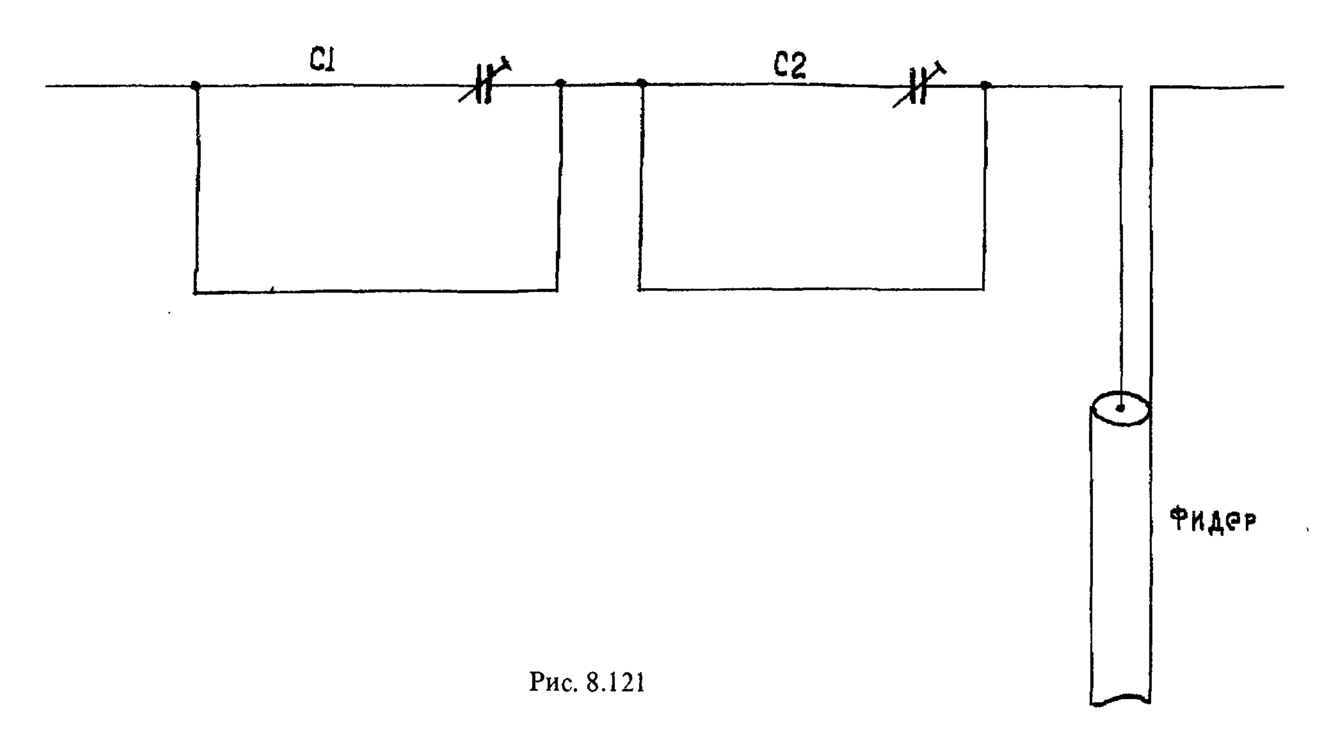


Рис. 8.121

АНТЕННА «ПАМЯТИ ЯНГЕЛЯ» — МОДИФИЦИРОВАНЫЙ МНОГОДИАПАЗОННЫЙ G5RW

Результаты испытаний различных типов как горизонтальных так и вертикальных многодиапазонных антенн, выявили либо высокий КСВ из-за плохих резонансных свойств, либо сложные блоки согласования по диапазонам. Кроме того, вертикальные антенны принимают большое количество бытовых помех.

Значительно лучшие результаты дают антенны с излучающей частью, наклоненной на 30...45 град. к горизонту. В таком положении до 50% энергии излучается под малыми углами, что необходимо при дальних связях. Чтобы получить такую же мощность излучения от вертикальной антенны, необходимо иметь не менее 35 резонансных противовесов. На базе вышеизложенного пришлось изготовить модифицированную G5RW (рис. 8.122). Простота конструкции, небольшая цена заставит обратить внимание коротковолновиков, особенно тех, которые любят путешествовать.

ВАРИАНТ ПИТАНИЯ МНОГОДИАПАЗОННОГО WINDOM КОАКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЕМ

Многие применяет многодиапазонную «Windom» 3,5...2,8 МГц рис. 8.123. Она имеет входное сопротивление 300 Ом и согласована с 75-омным коаксиальным кабелем с помощью широкополосного трансформатора 4:1. Конструкция трансформатора приведена на рис. 8.124. Антенна используется при мощности 200 Вт КСВ не более 2.

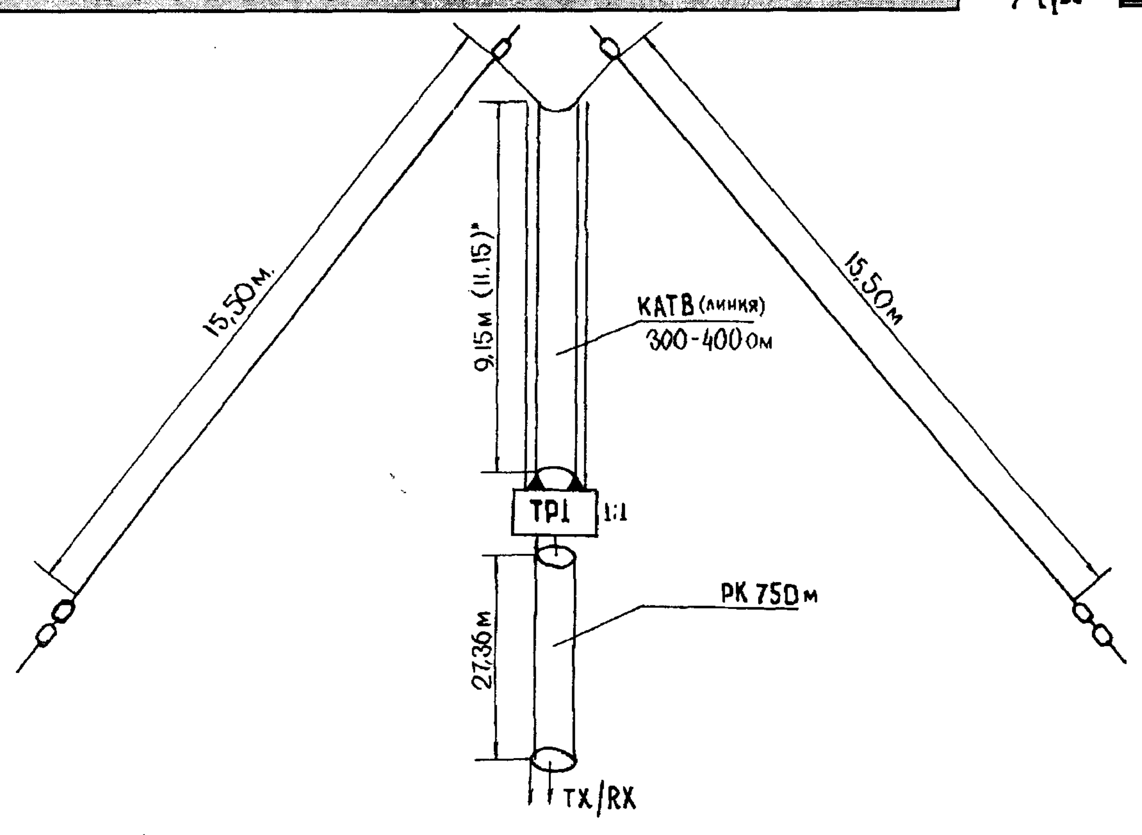
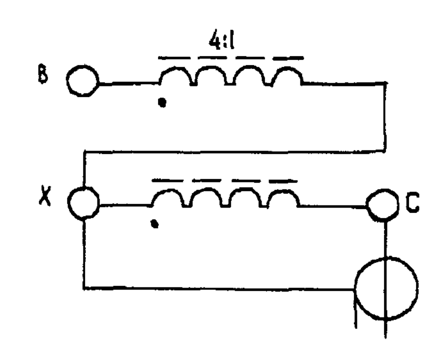


Рис. 8.122



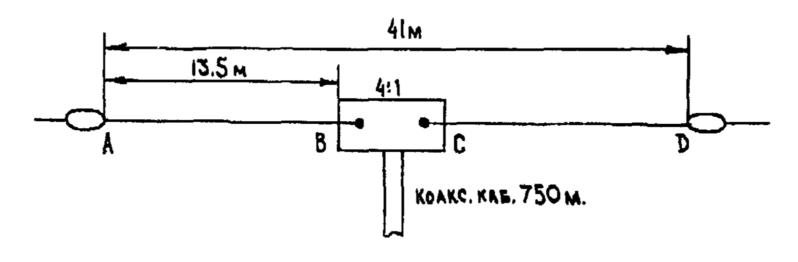


Рис. 8.123

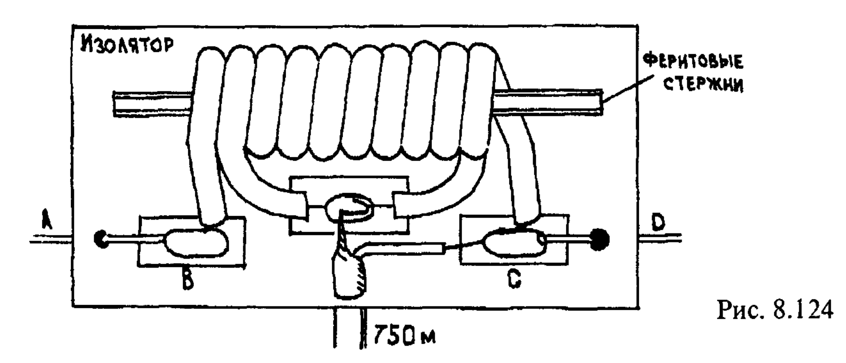


Рис. 8.124

АНТЕННА «ГИЛЬОТИНА» ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ ДЛЯ 40 И 80 М

Группой французских радиолюбителей изготовлена направленная антенна, предназначенная для работы в соревнованиях на 40, 80-метровых диапазонах (рис. 8.125).

Она собрана на имевшейся мачте антенны «волновой канал» высокочастотных диапазонов. На вершине мачты укреплены два шеста из стекловолокна, выполняющие роль несущей траверсы. К этой траверсе подвешены и растянуты оттяжками из нейлонового шнура два элемента (для диапазона 80м) и два элемента (для диапазона 40 м), выполненные из медной проволоки. Один элемент из каждой пары является активным вибратором и питается с помощью 50-омного коаксиального кабеля, второй — рефлектором.

Настройка антенны осуществлялась изменением плеч диполей и оснований треугольников. В диапазоне 40 м был получен КСВ, равный 1,2 в диапазоне' 80 м — 1,5.

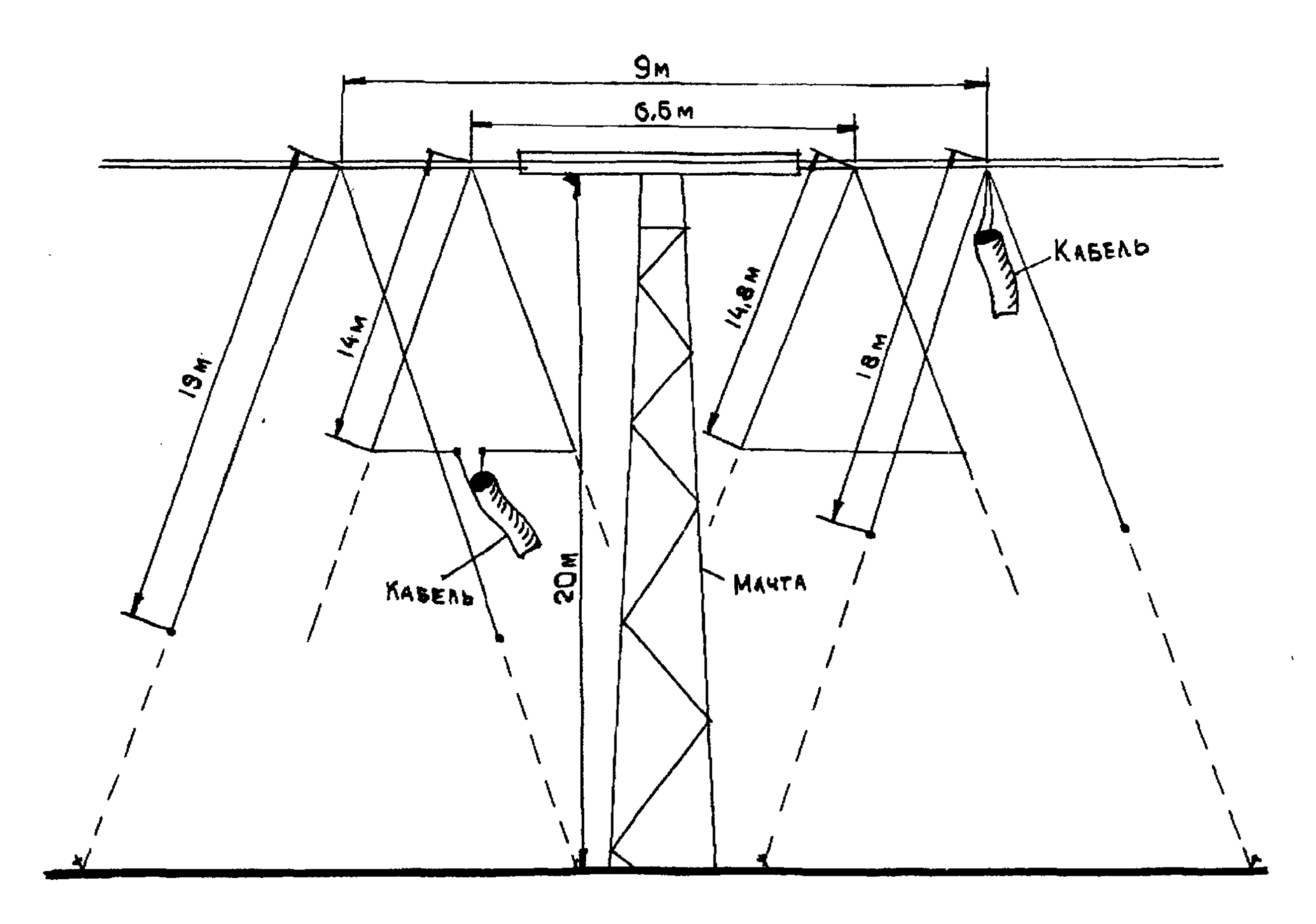


Рис. 8.125

АНТЕННА «МАРСОВО ПОЛЕ» DIAMOND SNAPED LOOP 160 м

ДХ этой антенны было феноменальным. Не колеблясь применять, если есть место для нее (рис. 8.127). Работает до 10 м.

АНТЕННА J-L-WINDOM—МНОГОДИАПАЗОННЫЙ ВАРИАНТ

Длины в дюймах и футах 46 – 2 = 46 футов и 2 дюйма

1 фут = 0,3048 м

1 дюйм = 2,54 см

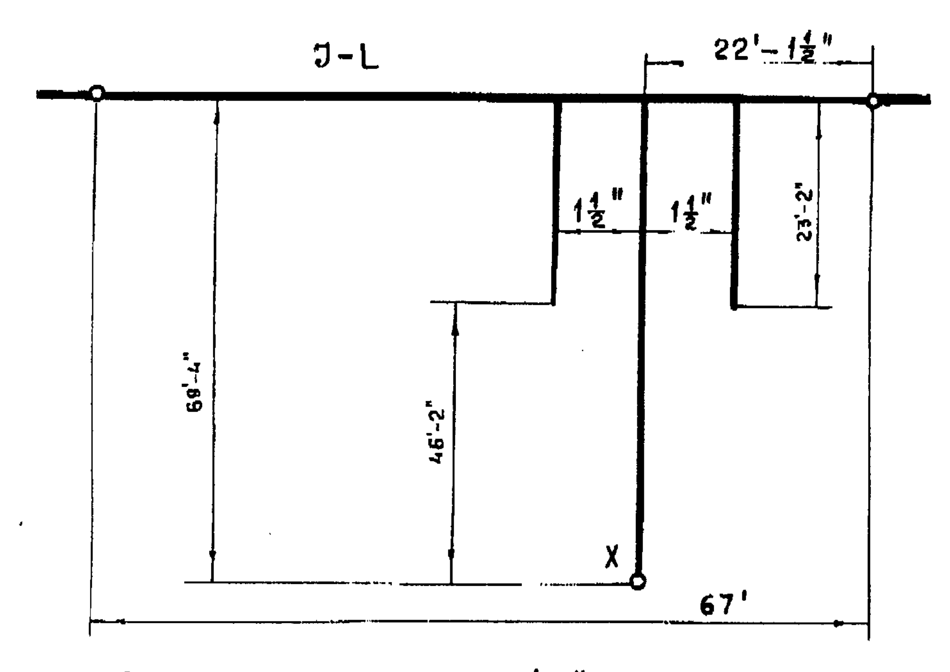
Фидер должен быть перпендикулярен, подвес как можно выше J-L действует как 1/4 Inverted на 160, 1/2 |nv на 80 м, 1/2 λ на 40, 20, 15 и /2 λ |nv на 30. Необходима эффективная заземляющая система. Желательна работа с согласованием сопротивлений.



160 м	30-40
80 м	1000+
40 м	600
30 м	1000+
20 м	600
15 м	600

Минимальный подвес 10 м.

На рис. 8.126 показан и уменьшенный вариант J-L-WINDOM.



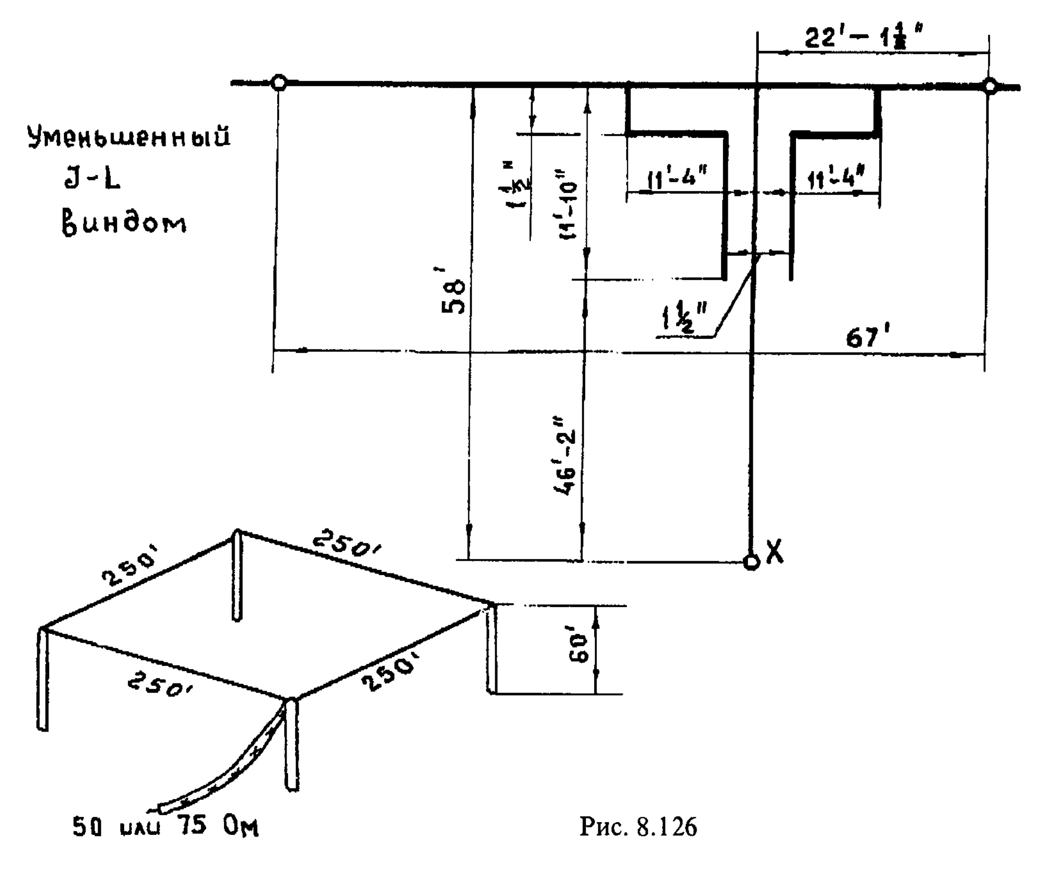


Рис. 8.126

АНТЕННА «СОЗВЕЗДИЕ ДЕВЫ»

Дополнение существующего 1V на 80 и 40 м для работы на 160 м (рис. 8.127).

l_1 = 5,7 м, l_2 = 7,31, l_3 = 6,6 м

Дополнительный контур на 3,6 МГц (показан слева) наматывают 25 метрами провода диаметр 0,8... 2 мм равномерно по длине катушки. С одного конца 16 отводов через каждые 8 витков. Настраивают на 3,6 МГц с помощью ГИР. Возможно другое конструктивное выполнение. Рекомендации по настройке такие, как и обычным 1V. Показана схема подключения когда невозможно регулировать длину антенны и схема согласующего устройства.

1. Изолятор.
2. Дополнительный контур на 3,8 МГц
3. Существующий контур на 7,05 МГц.

ℓ1 = 5,79 м;
ℓ2 = 7,31 м;
ℓ3 = 6,6 м.

Рис. 8.127

«БРУКЛИНСКИЙ ЛЕС» — АНТЕННА ДЛЯ ДИАПАЗОНА 7 МГц

В результате экспериментов по применению на КВ диапазонах дискоконусной антенны удалось создать простую но эффективную антенну, предназначенную для работы в диапазоне 40 м (рис. 8.128). По виду она напоминает образующую дискоконусной антенны, а ее габаритные размеры не превышают габаритных размеров обычного полуволнового диполя.

Сравнение этой антенны с полуволновым диполем, имеющим такую же высоту подвеса, показало, что она несколько уступает диполю при ближних связях, но существенно эффективнее его применение при дальних связях и при связях осуществляемых с помощью земной волны. Описываемая антенна имеет

большую полосу пропускания по сравнению с диполем (примерно на 20%), которая в диапазоне 40 метров достигает 550 КГц (по уровню КСВ 2)

При соответствующем изменении размеров антенна может быть применена и на других диапазонах. Введение в антенну четырех режекторных контуров, подобно тому, как это сделано в антенне типа W3DZ, позволяет реализовать эффективную многодиапазонную антенну.

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом.

Рис. 8.128

СНЕЖНАЯ КОРОЛЕВА — КВ АНТЕННА Т-ДИПОЛЬ

Коротковолновая антенна Т-диполь состоит из двух диполей (рис. 8.129). Длина одного из них приблизительно λ, второго — в половину меньше. Она также, как и обычный полуволновый диполь, предназначена для работы только на одном любительском диапазоне. В отличие от обычного диполя данная антенна имеет круговую диаграмму направленности как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. Ее коэффициент усиления около 2 дБ

Питание на горизонтальный диполь подается на его центр с вертикального диполя. Питание полуволнового диполя производится коаксиальной линией с волновым сопротивлением 75 Ом.

Размеры антенны для диапазонов 10,14,20 м приведены в табл. 8-15. Из-за взаимного влияния диполей друг на друга размеры несколько отличаются от точных значений.

ТАБЛИЦА 8-15

Диапазон, м	Длина, м			
	А	Б	В	Г
10	10,5	2,62	2,62	1,7
14	14,2	3,55	3,55	2,4
20	21,1	5,26	5,26	3,5

Для того, чтобы уменьшить влияние земли, плечо В полуволнового диполя при небольшой высоте подвеса антенны следует делать короче плеча Б. Оптимальное укорочение плеча В подбирается

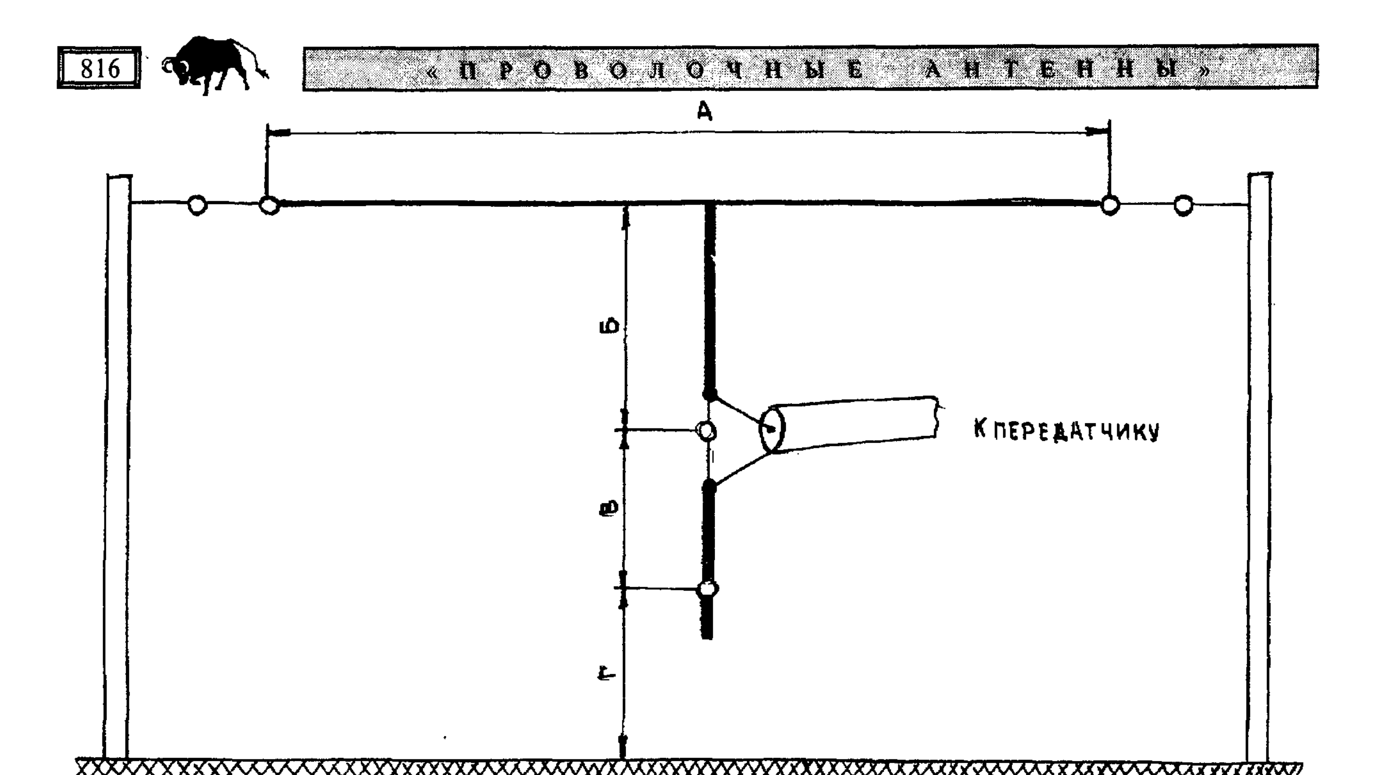


Рис. 8.129

экспериментально по минимуму КСВ при настройке антенны. Как видно из приведенных в табл. 8-15 данных, высота подвеса антенны должна быть не менее, чем 2/3λ.

АНТЕННА «МАЛИНОВЫЙ ЗВОН»

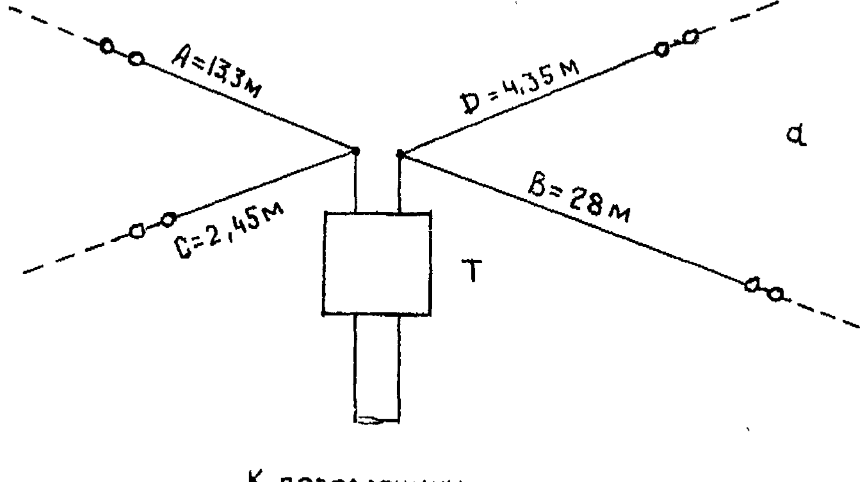
На протяжении нескольких десятилетий у радиолюбителей пользовались, да и до сих пор пользуются популярностью многодиапазонные «проволочные» антенны типа «WINDOM» и «WSIAA». Недостаток этих антенн — использование в качестве фидера одиночного провода. Это усложняет согласование фидера с передатчиком, приводит обычно к появлению на корпусе аппаратуры заметного высококачественного напряжения и может обусловить помехи радиовещательному или телевизионному приему.

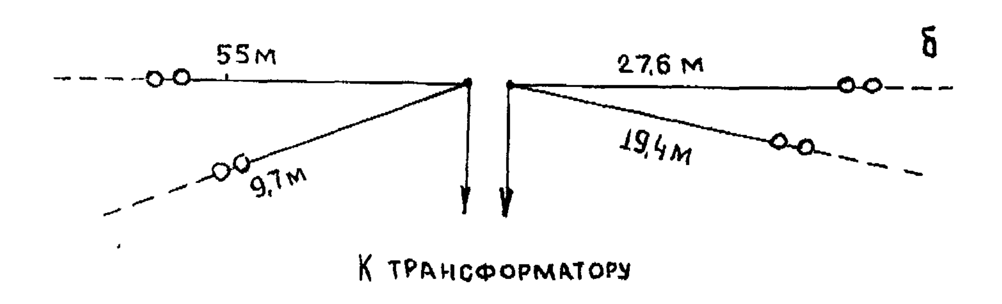
В последнее время появились варианты антенны «WINDOM», питание которых осуществляется по коаксиальному кабелю. Несколько вариантов такой антенны на различные КВ диапазоны приведены на рис. 8.130. Полная длина излучателя, образованного элементами А и В рис. 8.130а — 41,3 м, т.е. 0,5λ. Для диапазона 80 метров. В точке подключения фидера такой излучатель имеет входное сопротивление на диапазонах 80, 40, 20 и 10 метров в пределах 350...400 Ом. Применив широкополосный трансформатор Т с коэффициентом трансформации 1:6, можно добиться приемлемого согласования с антенной 50- или 75-омного фидера на этих четырех диапазонах. Для того, чтобы эта антенна работала и на диапазоне 15 метров, в нее необходимо ввести два дополнительных излучателя С и Д. Их суммарная длина 6,8 м, что близко к значению 0,5λ. Для диапазона 15 метров. Дополнительные излучатели подвешивают под некоторым произвольным углом к основному полотну.

Еще два варианта антенны «WINDOM» с питанием коаксиальным кабелем показана на рис. 8.130б и рис. 8.130в. Первая из этих антенн работает в диапазоне 10-160 метров, а вторая 10–80 метров. Запитывают обе антенны 75-омным коаксиальным кабелем через широкополосный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:4.

Коротковолновики ряда стран используют не только этот диапазон, но и еще два новых КВ диапазона 17 и 12 метров. Вариант КВ антенны на все девять любительских диапазонов показан на рис.8.131а (вид сбоку) и рис.8.131б (вид в плане). Эту антенну запитывают 50-омным коаксиальным кабелем через широкополосный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:6. Зависимость коэффициента стоячей волны от частоты для всех диапазонов приведена на рис. 8.132. При указанной на рис. 8.131а относительно небольшой высоте подвесе подобная антенна конечно не будет высокоэффективной для ДХ связей на диапазонах 160 и 80 метров, но тем не менее с ней можно уверенно проводить QSO на этих диапазонах на расстояние до 1500 км.

В середине 70-х годов радиолюбители стали широко применять многоэлементные направленные антенны с треугольными рамками «DELTA LOOP» вместо традиционных рамок в форме квадрата. Несколько позднее треугольную рамку стали интенсивно использовать и в различных многодиапазонных антеннах. «LAZY DELTA» («Ленивая дельта») — так называется антенна, схематически изображенная





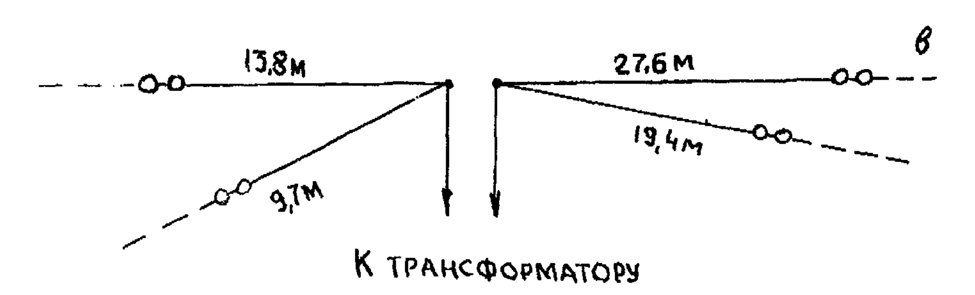


Рис. 8.130

на рис. 8.133. Треугольная рамка этой антенны располагается горизонтально и напоминает «лежащую» греческую букву Δ, откуда и пошло название антенны. Питание на антенну подают по 60-омному (можно и 50-смному) коаксиальному кабелю через широкополосный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:4. Между одним из концов рамки и одним из выводов обмотки согласующего трансформатора (любыми) включают катушку, выполненную из отрезка провода диаметром 3...4 мм и длиной около 80 см (примерно 6 витков на диэлектрическом каркасе диаметром 4,5 см). Зависимости КСВ антенны от частоты для диапазонов 10-80 метров приведены на рис. 8.134. Эти зависимости были сняты при установке антенны на высоте примерно 7 м над землей. Следует заметить, что эта антенна вполне удовлетворительно работает и на диапазоне 2 метра. Из приведенных на рис. 8.134 зависимостей можно предположить, что антенна пригодна и для работы на диапазоне 30 метров.

В радиолюбительской литературе нередко встречается описание многодиапазонного диполя, образованного несколькими отдельными излучателями, которые подвешиваются один под другим и запитываются с помощью одного коаксиального кабеля. Близость излучающих полотен антенны друг к другу и обуславливает их заметное взаимное влияние, поэтому длины излучателей могут отличаться от расчетных (и обычно приводимых в литературе). Вариант такой антенны на диапазоны 10, 15, 20 метров приведен на рис. 8.136. Для получения оптимального КСВ в телеграфных участках этих диапазонов оказалось необходимым дополнительно (и стандартному укорочению, обусловленному концевыми эффектами у антенны) укоротить излучатель диапазона 20 метров на 5% , а излучатели диапазонов 10 и 15 метров удлинить примерно на столько же. Полученные экспериментально зависимости КСВ от часто-

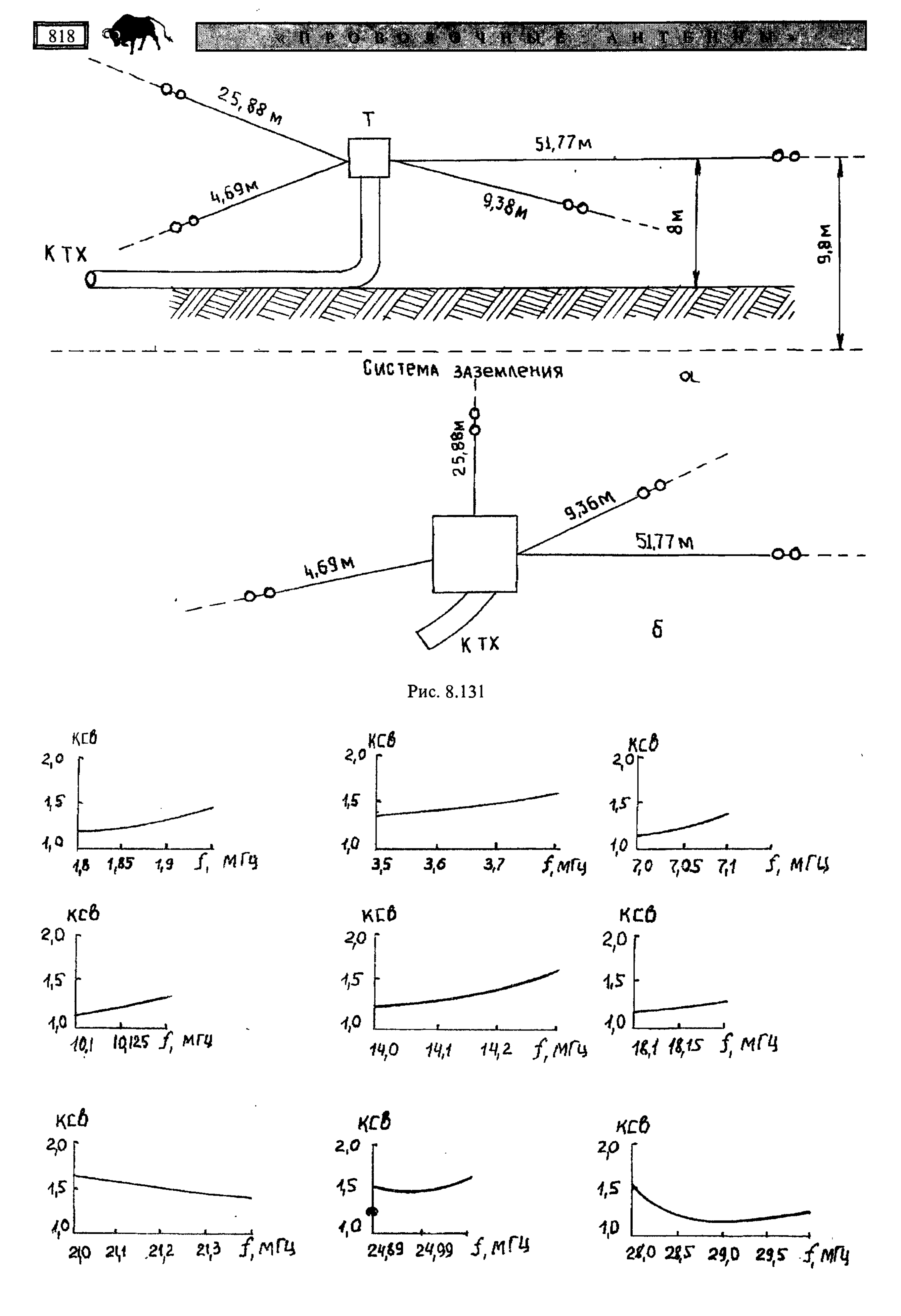


Рис. 8.131

Рис. 8.132

15,2 м
73°
13,1 м
13,1 м
К трансформатору

КСВ
3,5
3,0
2,5
2,0
1,5
1,0
3,5 МГц
7 МГц
21 МГц
14 МГц
28 МГц
3,5 7 14 21 28
3,8 7,1 14,35 29,5 29,0
f МГц

2,83 м
3,68 м
5,05 м
5,05 м
0,5 м
3,68 м
2,83 м
0,5 м
К передатчику

Рис. 8.133

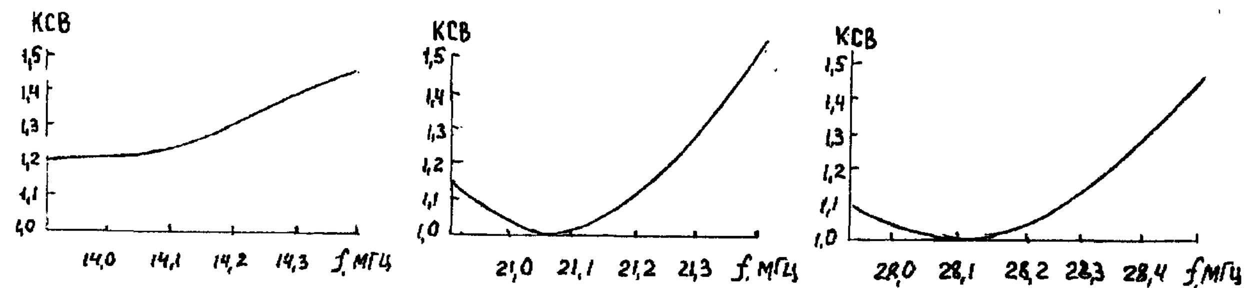


Рис. 8.134

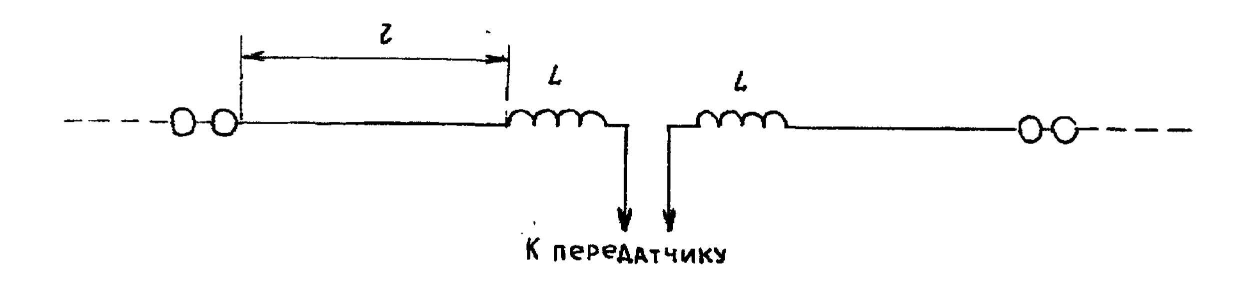


Рис. 8.135

ты антенны для трех рабочих диапазонов показаны на рис. 8.137. Питание антенны осуществлялось коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 60 Ом.

Обычный диполь — пожалуй, одна из самых простых, но эффективных антенн. Однако для диапазона 160 метров длина излучающей части диполя превышает 80 м, что обычно вызывает трудности в ее установке. Один из возможных путей их преодоления — введение в излучатель укорачивающих катушек. Укорочение антенны обычно приводит к снижению ее эффективности, но иногда радиолюбитель вынужден идти на подобный компромисс. Возможный вариант исполнения диполя с удлиняющими катушками на диапазон 160 метров показан на рис. 8.135. Полные размеры антенны не превышают размеры обычного диполя на диапазон 80 метров. Более того, такую антенну легко превратить в двухдиапазонную, добавив реле, которые замыкали бы обе катушки. В этом случае антенна превращается в обычный диполь на диапазон 80 метров. Если нет необходимости работать на двух диапазонах, а место для установки антенны дает возможность использовать диполь с длиной большей чем 42 м, то целесообразно применить антенну с максимально возможной длиной. Индуктивность удлиняющей катушки в этом случае рассчитывают по формуле:

$$L = \frac{60 \cdot \ln(1{,}151/d)}{2\pi f \cdot tg(1{,}2^{\circ} lf)}$$

Здесь L — индуктивность катушки, мкГн, l — длина половины излучающей части, м,
d — диаметр провода антенны, м,
f — рабочая частота МГц.

По этой же формуле рассчитывается индуктивность катушки и в этом случае, если место для установки антенны меньше чем 42 м. Следует однако иметь ввиду, что при значительном укорочении антенны заметно снижается ее входное сопротивление, что создает трудности в согласовании антенны с фидером, а это в частности дополнительно ухудшает ее эффективность. При размерах антенны, показанных на рис. 8.135, для питания антенны необходим коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом.

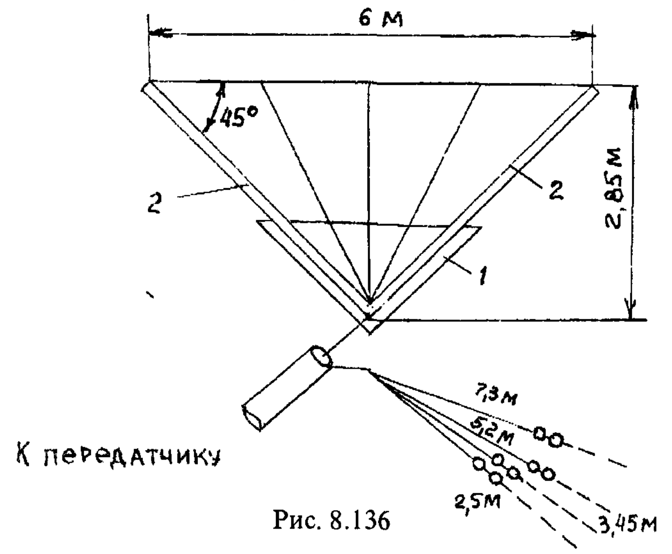
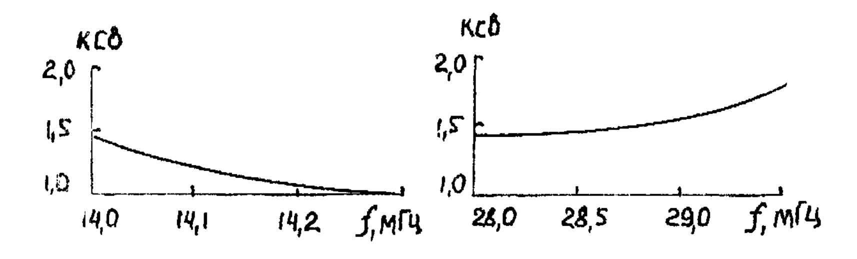


Рис. 8.136



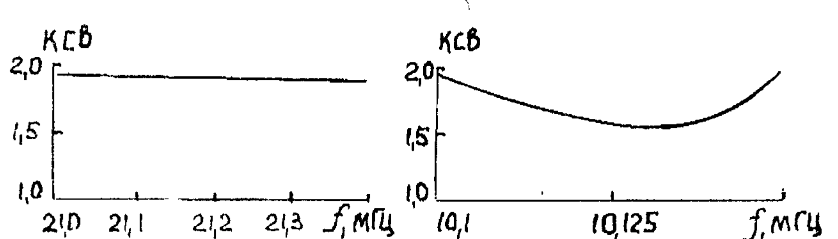
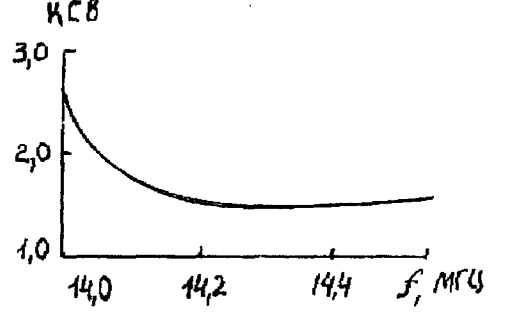
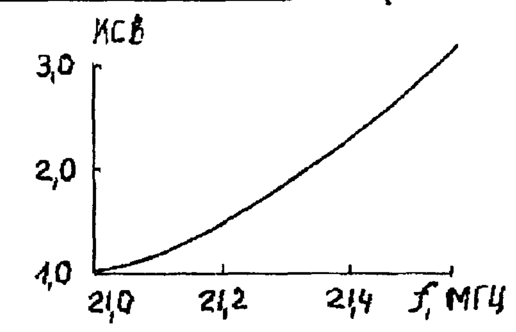


Рис. 8.137





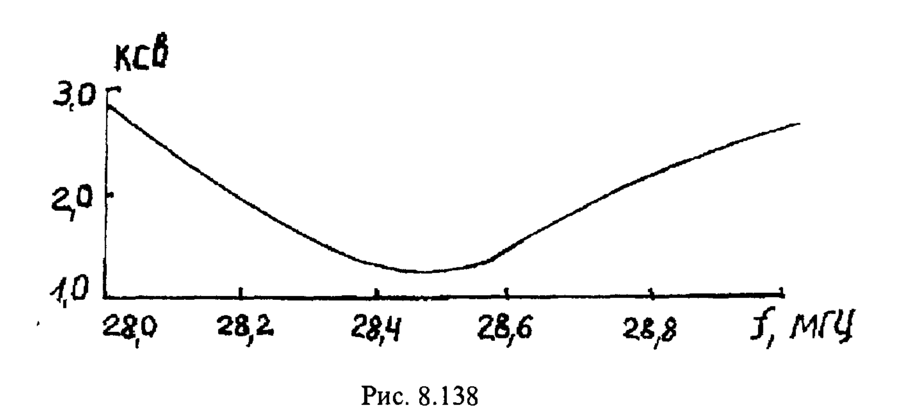


Рис. 8.138

АНТЕННА «МЛЕЧНЫЙ ПУТЬ» — НЧ ДИАПАЗОННАЯ ПЕТЛЕВАЯ

Радиолюбителем ON4TDC сконструирована полуволновая петлевая антенна рис. 8.139, которая может работать на одном диапазоне. Антенна имеет вертикальную поляризацию и представляет собой вариант петлевой INV. Отличительной особенностью является широкая полоса пропускания — 3,5 – 3,8 МГц. Основные данные приведены в табл. 8-16.

ТАБЛИЦА 8-16

Средняя частота, кГц	Длина, м					КСВ при R =75 Ом
	Lобщ	L1, L1'	L2, L2'	Мачта h	Противовес	
7050	19,2	3,2	6,4	8	10	1
3600	38,2	6,8	12,8	15	22	1
Примеч. Материал	Медный провод, канатик, бимет. 3 мм			Бамбук Дерево	Мед. пр. 2-3 мм 8-20 шт	В пол. 3,5 – 3,8 МГц не более 1,3

АНТЕННА «ТАРАС БУЛЬБА» — МНОГОДИАПАЗОННАЯ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ПОЛЯРНОСТЬЮ

Многие радиолюбители-коротковолновики применяют для работы на нескольких диапазонах антенны с горизонтальной поляризацией в виде асимметричного диполя. Для получения согласования на нескольких диапазонах точки питания смещают таким образом, чтобы получить на нескольких диапазонах входное сопротивление, близкое к 300 Ом. К этим точкам подключают либо 300-омную линию, в качестве которой используют ленточный кабель, либо согласующий трансформатор и коаксиальную линию 50-75 Ом. В первом случае, если длина ленточного кабеля составляет хотя бы 0,1 длины волны самого низкочастотного диапазона, на котором предполагается работа, антенна может быть преобразована в более универсальную. Установив в нижней части линии специальное согласующее устройство с

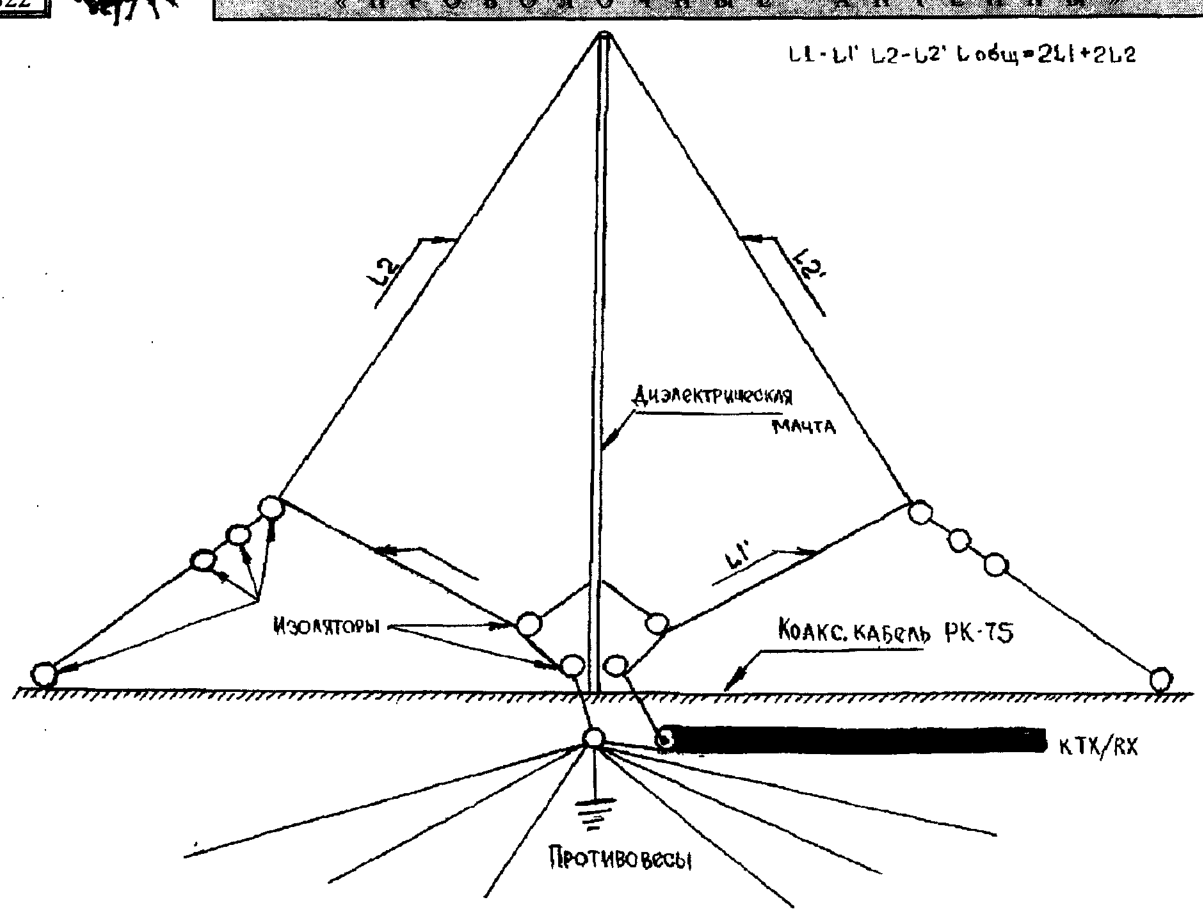


Рис. 8.139

переключением, можно получить возможность изменять поляризацию антенны на вертикальную. Строго говоря, меняется тип антенны, она превращается в два вертикальных излучателя Г-образного типа. Общая длина каждого из излучателей берется несколько больше четверти длины волны — примерно от 0,28 до 0,35 рабочей. Поскольку общая длина горизонтальной части диполя должна быть неизменной (чаще всего она близка к 40 м), для того, чтобы получить резонансы на двух низкочастотных диапазонах, вертикальные части подбирают изменением длины питающей линии. Общая длина, равная сумме вертикальной части и подключенной к ней горизонтальной части излучателей, должна укладываться в указанные выше пределы. При этом возможно, компенсировав индуктивную составляющую каждого излучателя на заданной рабочей частоте, получить удовлетворительное согласование с коаксиальным кабелем.

На рис. 8.140 показан общий вид такой антенны. Основное условие ее жизнеспособности — наличие искусственной «земли», противовесов, либо естественного экрана, которым может служить металлическая крыша или другие металлические конструкции. На рис.8.141 показан принципиальная схема устройства согласования. При работе с горизонтальной поляризацией 300-омная линия подключения к согласующему трансформатору, который преобразует ее сопротивление в 50-75 Ом. Конструкция трансформатора может быть различной и неоднократно описывалась в литературе. Для получения лучшего согласования на различных диапазонах необходимо применение дополнительного антенного тюнера, который включают между трансивером и устройством согласования посредством коаксиального кабеля. Для изменения поляризации антенны, например, на диапазонах 80 и 40 м необходимо подать постоянное напряжение на обмотку реле КА. При этом контакты реле переключаются таким образом, что к коаксиальному кабелю через конденсаторы С1, С2 подключаются две Г-образные части. С помощью этих конденсаторов можно добиться резонанса и удовлетворительного согласования на двух НЧ диапазонах.

Дополнительного согласования добиваются подбором длины вертикальной части. К сожалению, так как данное решение компромиссное, хорошее согласование может быть получено только на одном из этих диапазонов. На втором оно будет всегда хуже. Кроме того, при длине горизонтальной части 40 м и более и вертикальной части более 10 м можно получить дополнительный резонанс на более низкой частоте, например, 160-метрового диапазона, если параллельно конденсатора подключить катушку и с ее помощью настроить Г-образный излучатель 80-метрового диапазона на 160 метровый. При этом необходима одновременная многократная подстройка емкости конденсатора и индуктивности катушки до тех пор, пока не будет получен резонанс на двух указанных диапазонах. Такое решение также является компромиссным и согласование в диапазоне 160 метров не будет оптимальным, но тем не менее, антенну

можно использовать, например, как дополнительную. Главное условие хорошей работы такой системы — это отсутствие вблизи вертикальной части линии металлических конструкций, мачт и других проводящих предметов.

Кроме того, необходимо отметить, что существуют несколько вариантов выполнения асимметричного диполя с наклонным элементами, то есть части L могут быть расположены под небольшими углами к поверхности земли. Это упрощает конструкцию антенны и может быть полезным если имеется возможность поставить только одну мачту. Такая мачта должна быть выполнена из диэлектрических материалов — например бамбука и т.п. При такой конструкции возможно некоторое снижение эффективности антенны в диапазоне 80 м при горизонтальной поляризации, так как точка максимального излучения энергии горизонтальной частью в этом случае может оказаться на меньшей высоте чем при расположении ее строго горизонтально к поверхности земли, что следует также учитывать.

Однако возможно использование вертикальной поляризации в этом диапазоне может компенсировать этот недостаток.

Рис. 8.140

Рис. 8.141

«ВЕЛИКИЙ ВАВИЛОН» – МНОГОДИАПАЗОННЫЙ ВАРИАНТ

Диско-конусная антенна с коэффициентом усиления около 3 дБ по сравнению с диполем (рис. 8.142).
a — угол при вершине конуса;
L_s — длина стороны конуса;
S — расстояние от диска до основания конуса;
D — диаметр диска;
C_{max} и C_{min} — диаметры конуса;
Оптимальные соотношения для диска

$$S = 0{,}3C_{min};\ D = 0{,}7C_{max};\ a = 60°;\ \frac{L_s}{C_{min}} > 22;\ L_v = {}^{72}/F\ [МГц];\ L_s = L_v\frac{\sqrt{3}}{2}$$

питание осуществляется кабелем 50 Ом. Центральная жила подключена к диску, оплетка к конусу.

Рис. 8.142

«ТЕНИ НАД НОТР-ДАМОМ» — ВСЕВОЛНОВЫЙ ВАРИАНТ

Под названием Levy мы понимаем все антенны с центральной запиткой и двухпроводной линией лучей и проводов линии.

Рассмотрим вначале антенну типа LW рис. 8.143. Длина луча должна быть не менее четверти длины волны самого низкочастотного из используемых диапазонов. Согласующее устройство поможет настроить его на любую частоту. LW можно представить, как половину антенны Levy.

Но этот вариант неудобен, поскольку токи ВЧ, текущие по лучу и согласующему устройству требуют хорошего заземления всей системы. Необходимо не размещать антенны телевидения в этом огромном «конденсаторе» (луч-земля(, что вызывает очевидные трудности.

Антенна Levy (Двойная антенна Цепеллина) показана на рис. 8.144.

До сих пор говорилось, что излучающим проводам вибратором необходимо иметь резонансные длины 41, 40 м или 20, 40 м. В действительности это условие не столь необходимо. Четверть волны — это минимальная длина, если вы хотите сохранить эффективность антенны, но достаточно хорошие результаты можно получить, используя и более короткие лучи.



Свойства двухпроводной линии допускают отводить ее от полотна антенны неперпендикулярно вниз, как это желательно для коаксиального кабеля. И в этом случае токи ВЧ компенсируются в согласующем устройстве (потенциал ВЧ всегда равен нулю по отношению к земле).

Эта симметрия по отношению к земле делает Levy не влияющей на прием TV. Длину двухпроводной линии выбирают наиболее короткую.

Можно придать антенне форму перевернутого V. нижние концы антенны должны быть на высоте не менее 3 м, что диктуется соображениями безопасности, т.е. на концах антенны пучность напряжения.

Излучающая часть Levy не определяется лучами. Ее устройство согласования, двухпроводная линия, лучи — это элементы нераздельные.

Линия находится в режиме стоячих волн, и ошибочно будет называть эту линию «фидером». Настоящий фидер в Levy — это отрезок коаксиального кабеля, соединяющего выход трансивера с согласующим устройством антенны и КСВ-метром. Он работает в режиме бегущей волны с КСВ-1, что обеспечивается согласующим устройством. Согласующее устройство компенсирует реактивное сопротивление линии и излучающих проводов, а также трансформирует в 50 Ом полное сопротивление линии.

Антенна Levy возбуждается нечетным числом полуволн, что определяется общей длиной проводной части и реактивными сопротивлениями катушек и конденсаторов согласующего устройства.

8.143

8.144

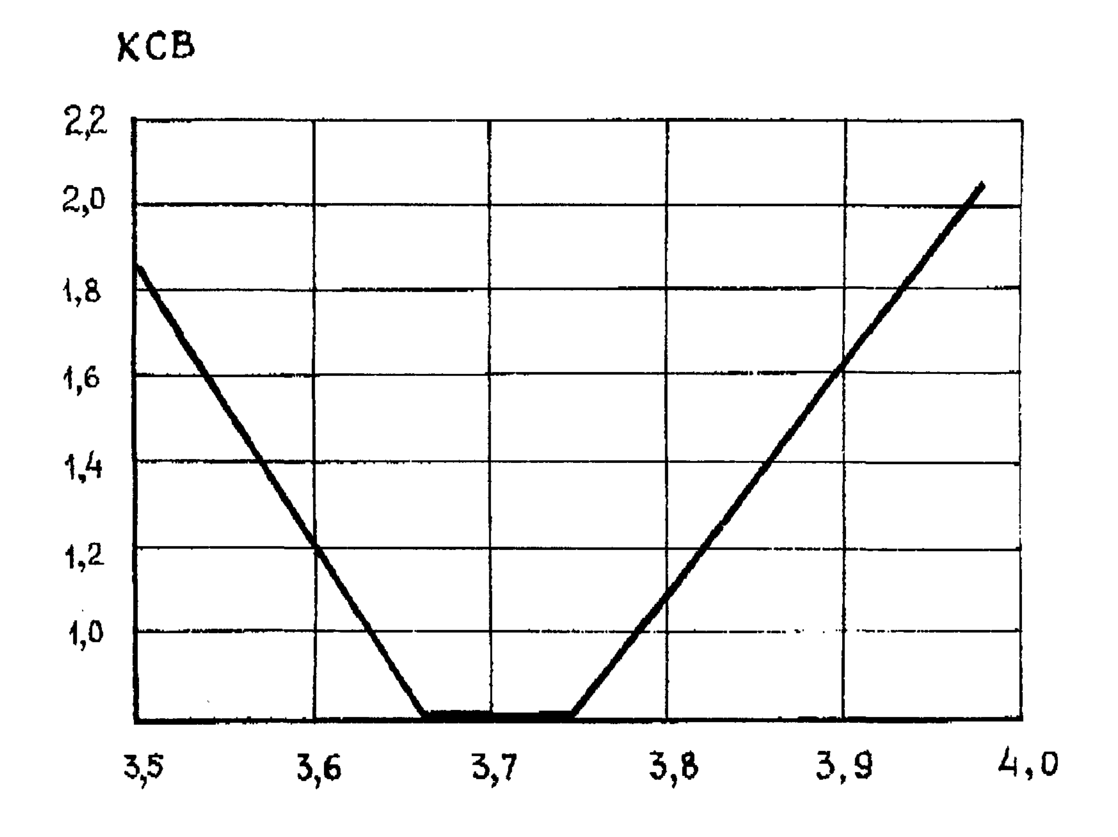
АНТЕННА «ТЕРНОПОЛЬ» - ШИРОКОПОЛОСНАЯ НА 80 м

Эта антенна с длиной излучающей части, равной четверти длины волны. Оплетка питающего кабеля соединена с металлической заземленной мачтой возможно большей высоты. Для увеличения полосы пропускания используются два проводника одинаковой длины рис. 8.145. Чтобы получить еще более широкую полосу пропускания можно использовать три луча. Антенна может быть сделана для одного или нескольких диапазонов, если использовать заграждающие контуры.

Необходимо соединить коаксиальный кабель так: внутренняя жила — к антенне, оплетка — к мачте. Сделайте 3 или 4 витка диаметром 20 см из кабеля — это будет дроссель ВЧ. Но если вы сделаете 2 антенны, то этот дроссель следует подключить на входе переключателя антенн каждой антенны, чтобы не изменить ее входное сопротивление. Принцип использования мачты как половины диполя известен и применяется в других конструкциях. На рис.8.146 приведена зависимость КСВ.

Изолятор
0.3м
λ/4
1м
Изолятор
Кабель
Металлическая мачта 15...20м.

8.145



8.146

Если используются две антенны, то угол между ними должен быть более 90 град. Заграждающий ВЧ дроссель обязателен и рекомендуется вообще для всех типов антенн без симметрирующего трансформатора.

МНОГОДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОТКРЫТОГО ФИДЕРА

«ЗОЛОТЫЕ РОССЫПИ»

При применении подобных антенн в понятие «антенная система» входят сама антенна, линия передачи и симметричный антенный тюнер. Линия передачи открытого (симметричного) типа имеет волновое сопротивление 200...600 Ом. Желательно использовать двухпроводную самодельную линию передачи, т.к. фидер заводского изготовления обладает рядом недостатков. Например — высокие потери и сильная зависимость от погодных условий (снег, дождь и т.д.) Данные для определения параметров фидера приведены в табл. 8-17.

ТАБЛИЦА 8-17

Rволн., Ом	Коэффициент К
300	6,11
350	9,34
400	14,1
450	21,3
500	32,3
550	48,9
600	75,4

Расстояние между центрами проводов определяется по формуле $S = K \cdot D$, где D — диаметр провода. Открытому фидеру свойственно работать с высоким уровнем КСВ в отличие от коаксиального кабеля. Причем потери в открытом фидере даже при высоких значениях КСВ не больше, чем в коаксиальном кабеле при КСВ 1,5. Применение последнего полностью исключается при использовании следующих многодиапазонных систем.

На рис. 8.148 показан V-beam на три диапазона. На 80-метровом диапазоне внутренний угол равен 80 град., на 40 метрах — 60 град. на 20 метрах — 45 град.

Усиление антенны от 3 дБ на 80 м до 7,5 дБ на 20 м. Желательно, чтобы точка запитки антенны была не ниже 15 м. На каждом диапазоне необходим свой внутренний угол. Можно выполчить антенну на 20...15...10 м при компромиссном угле 40 град. В этом случае длины плеч следует увеличить до 106,8 м.

Есть два очень важных достоинства использования подобных антенн:

С увеличением рабочей частоты уменьшается угол излучения в вертикальной плоскости,

С увеличением рабочей частоты заметно расчет усиление антенны

Желательно использовать фильтр низших частот (частота среза 30...40 МГц) на участке между КСВ-метром и антенным тюнером. Настройка антенной системы сводится к получению КСВ близкого к 1 между передатчиком (трансивером) и входом антенного тюнера. В линии передачи между выходом тюнера и точкой запитки антенны присутствует высокий КСВ, однако система в целом эффективна вследствие применения открытого фидера, которому свойственны минимальные потери. Подобный метод передачи ВЧ энергии от источника в нагрузку широко используется в профессиональной радиосвязи. На рис. 8.149...8.153 показаны примеры использования подобных антенн.

Рис. 8.148

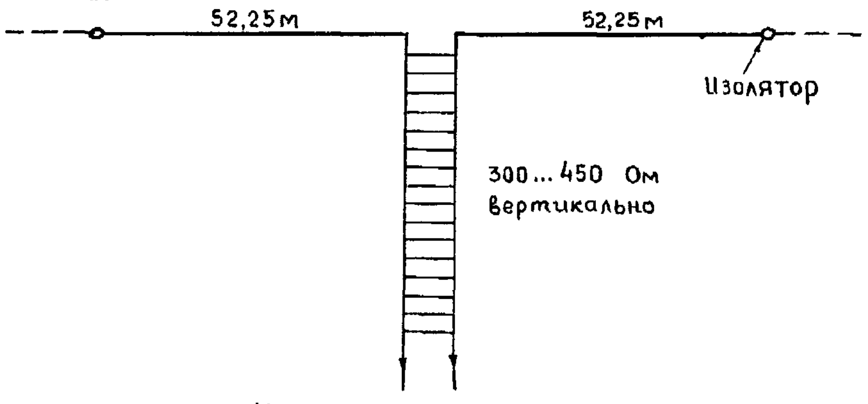


Рис. 8.149

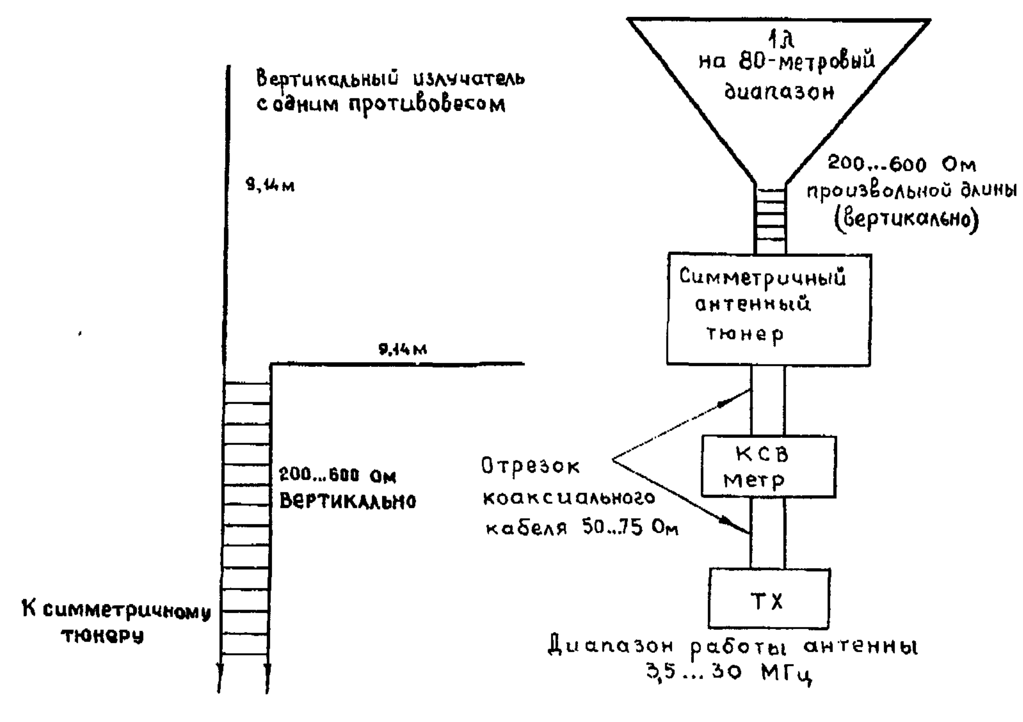


Рис. 8.150

Рис. 8.151

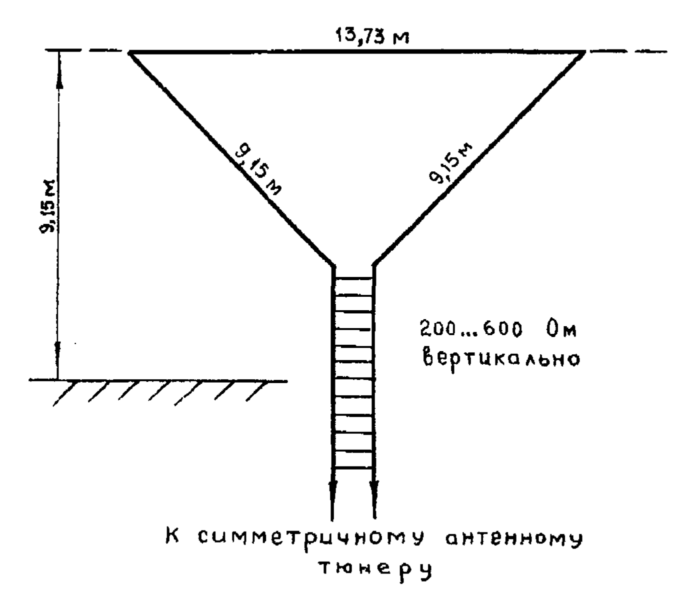


Рис. 8.152

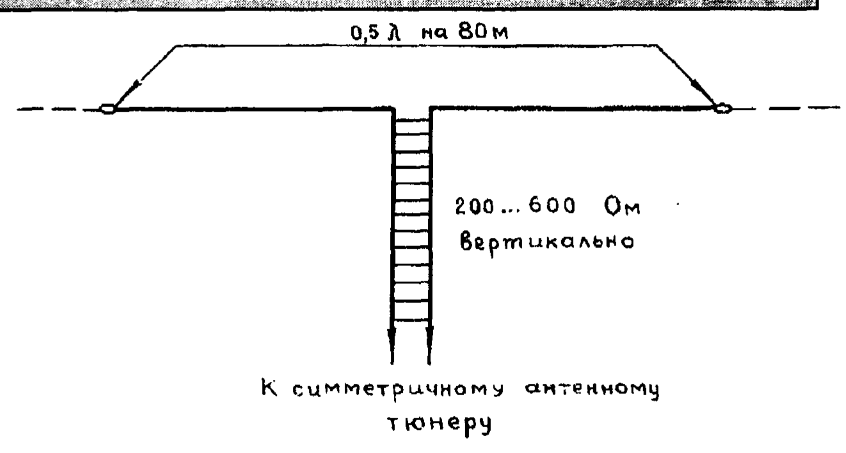
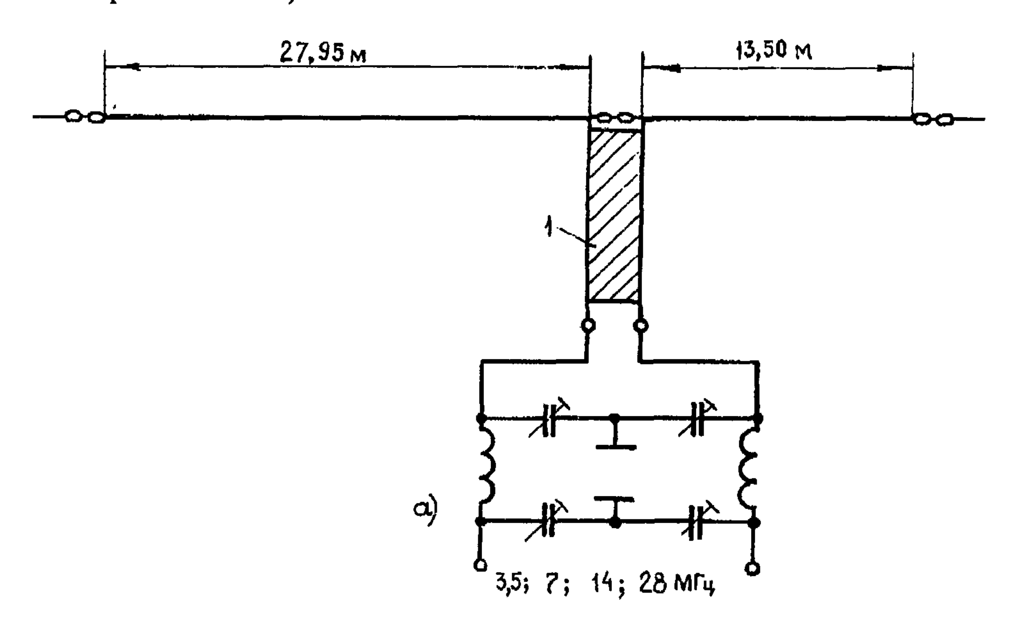


Рис. 8.153

АСИММЕТРИЧНЫЙ ДИПОЛЬ

В качестве многодиапазонной используется антенна в виде асимметричного диполя рис. 8.154. Длина антенны, позволяющая осуществить работу в диапазонах 3,5, 7, 14, 28 МГц, равна 41,5 м. Эта антенна имеет в перечисленных диапазонах входное сопротивление около 240 Ом (в диапазоне 21 МГц входное сопротивление равно 3000 Ом).



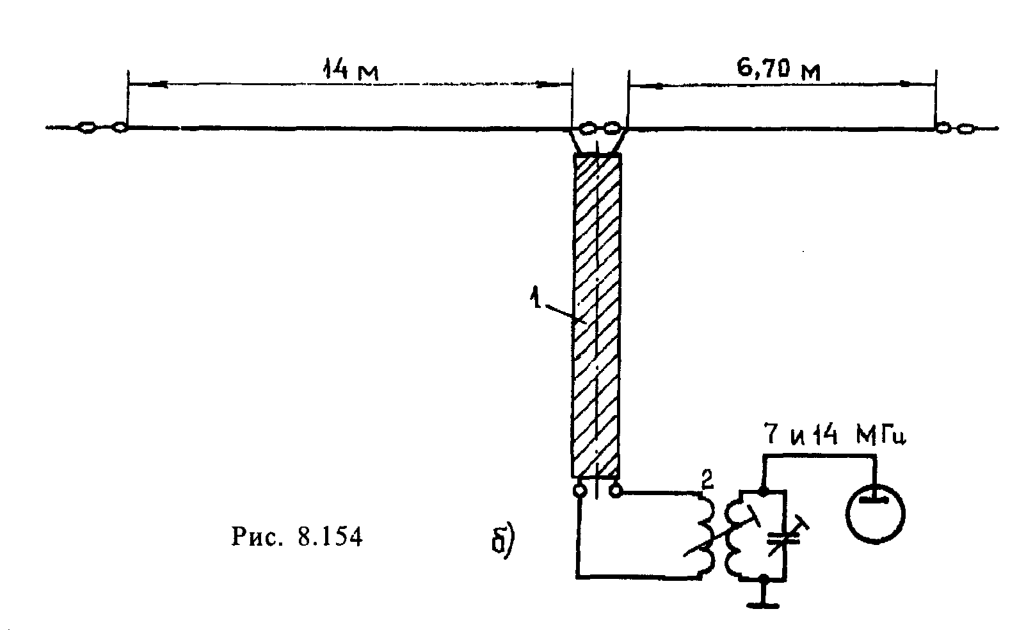


Рис. 8.154

Для обеспечения работы в диапазоне 21 МГц можно применить четвертьволновый трансформатор с собственным волновым сопротивлением 450 Ом., что позволит получить хорошее согласование с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 70 Ом. Однако надо иметь в виду, что данная модификация ухудшает согласование в других диапазонах. Поэтому, как правило, в диапазоне 21 МГц эта антенна не используется.

В диапазонах 3,5, 7, 14, 28 МГц данная схема имеет сравнительно неплохое согласование. Для улучшения согласования желательно применять передатчик с симметричным выходом и, кроме того, иметь техническую возможность в незначительных пределах компенсировать реактивную составляющую сопротивления.

Укороченный вариант антенны рис. 8.154б хорошо работает в трех диапазонах 7,14, 28 МГц . Эта антенна достаточно широко распространена. Антенна требует сравнительно небольшого пространства для своего размещения (около 21 м) и может быть возбуждена двухпроводной линией в ленточном диэлектрике. Сопряжение антенны с передатчиком можно выполнить либо по схеме, приведенной на рис. 8.154б, либо с помощью апериодического симметрирующего устройства, рассмотренного выше.

«БЛИЗНЕЦЫ» — УДВОЕННАЯ ZEPP НА 12 МЕТРОВ

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости 450 Ом линия приводит сопротивление антенны (142 – j555) $R_{вх}$ = 52 Ом (рис. 8.155).

Диаграмма направленности двойного Zepp уже, чем для одиночного (здесь приведено для одиночного). Высота установки должна быть не менее 3 м. Балансное устройство можно не использовать при ухудшении параметров (рис. 8.156).

1 вариант имеет 50 Ом входного сопротивления , но длинную фазирующую линию.

2 вариант имеет (55 – j2) и короткую фазирующую линию.

Рекомендуется использовать 2 вариант.

АНТЕННА «БРАЗИЛИЯ» — ВСЕНАПРАВЛЕННЫЙ ВАРИАНТ «LONG WIRE»

Направленная антенна дает прекрасные результаты, если есть возможность вращать или переключать ее. Однако, когда диаграмма направленности фиксирована, мы становимся зависимы от прохождения и выбора места расположения антенны.

Показанная на рис. 8.157 L-антенна позволяет вести прием с двух направлений, поскольку основной прием осуществляется первой от тю нера 1/4 λ ее длины. Если изогнуть под прямым углом первую четверть рис. 8.158 , то полученная антенна является всенаправленной.

Когда провод длиной (3/4 λ) части антенны натянут не сильно и провисает под собственным весом рис. 8.159, то два мнимых перпендикуляра к касательным будут образовывать правильный треугольник. И, как это ни странно, такая форма антенны позволяет с успехом проводить QSO, причем антенна остается всенаправленной.

Такая LW антенна использовалась в экспедиции в 1987 г. Дважды в сутки приливная волна высотой 5 метров покрывает большую часть осстровов. Наибольшая проблема экспедиции состояла как раз в размещении антенны. Антенну пришлось располагать между островами рис. 8.160. Нейлоновый шнур, оттягивающий между частями 1и 2 по 100 – 110 град. Как в горизонтальной, так и вертикальной плоскости, т.е. этот шнур должен быть направлен несколько в бок от полотна антенны.

На этой антенна за 35 дней на 160 м было проведено 551 QSO со всеми континентами.

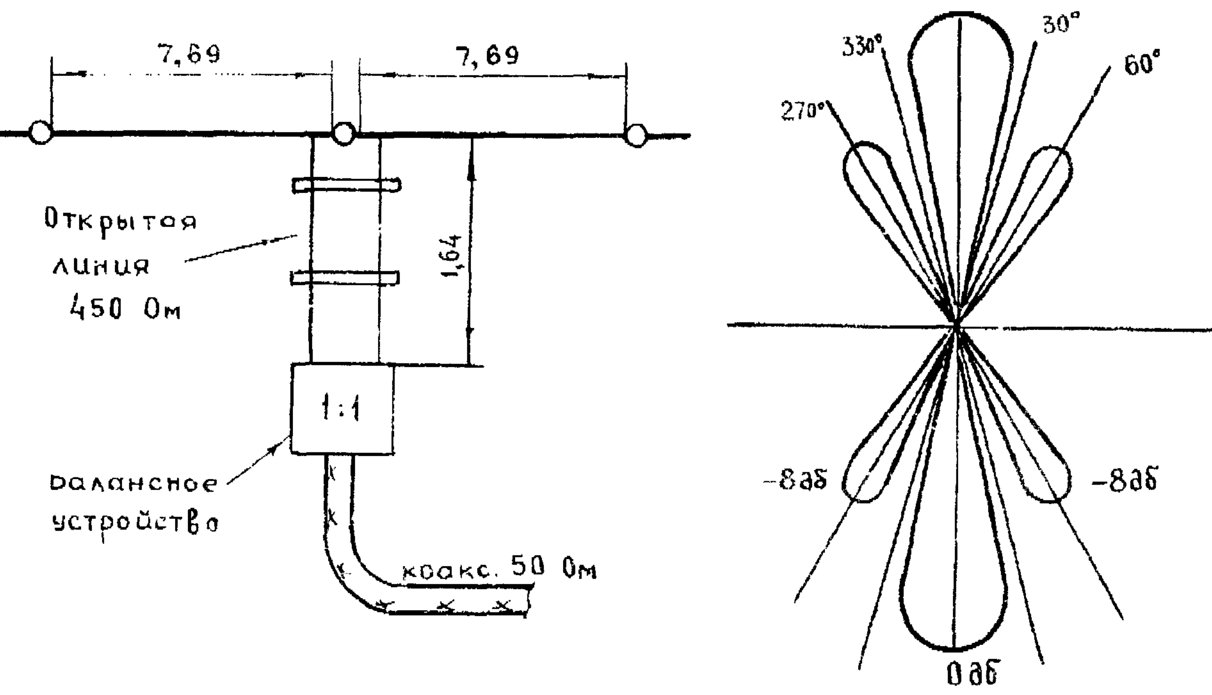


Рис. 8.155

Диаграмма направленности в вертикальной плоскости.

-6дБ
60°
0дБ
15°

7,69
7,69
Длина каждой фазир линии
Ф. линия
5см
= 1,45
1,49
7,69
7,69

Вариант I

Длина каждой фазир линии
= 0,749
фазир. линия
0,36
450 Ом открыт линия
1:1
50 Ом

Вариант II

Рис. 8.156

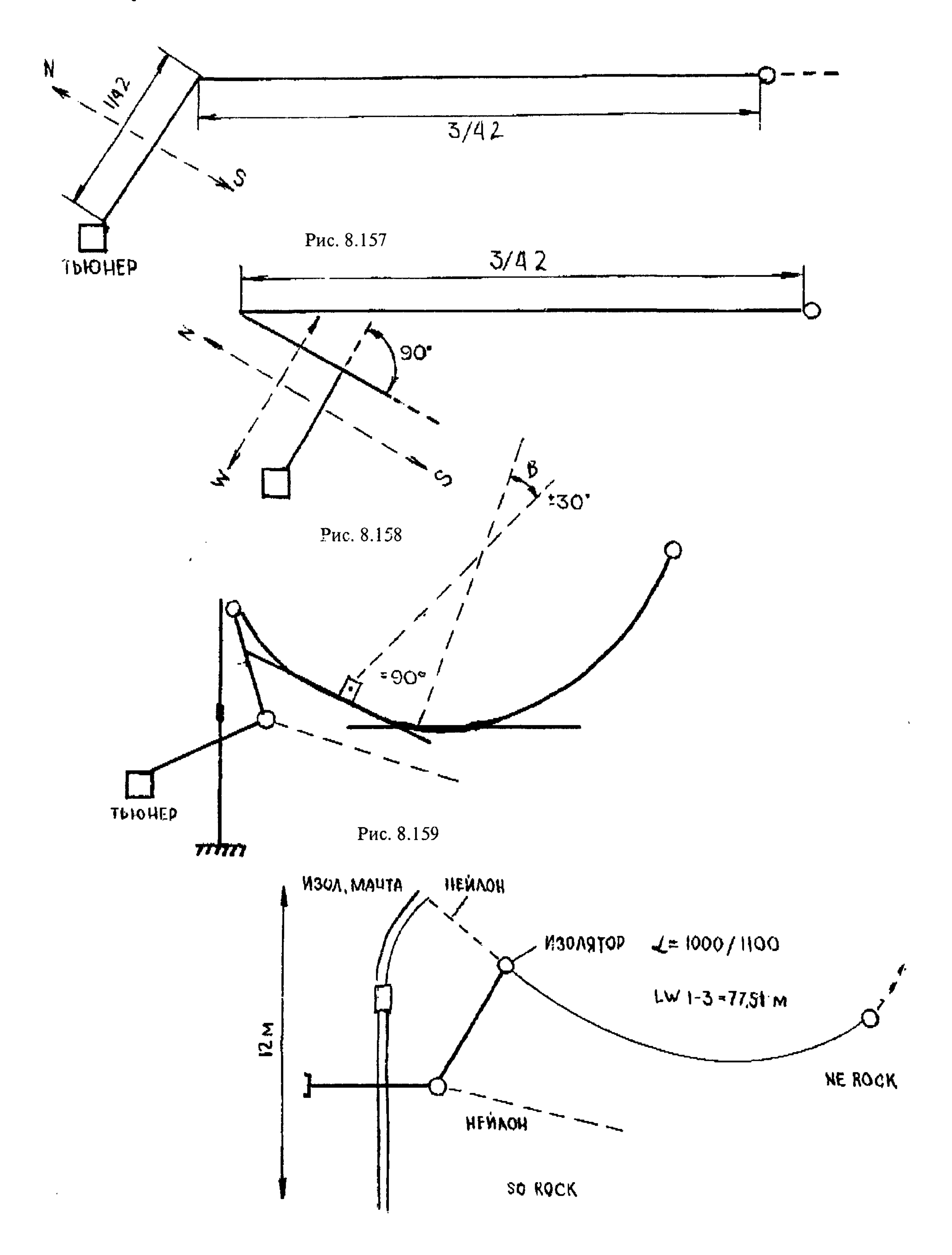


Рис. 8.157

Рис. 8.158

Рис. 8.159

Рис. 8.160



АНТЕННА «САТУРН-5» ВЕРТИКАЛЬНАЯ РАМКА НА 160 м

Предлагаем вариант рамочной антенны вертикальной поляризации (рис. 8.161). Периметр равен длине волны. Антенна была испытана на диапазоне 160 м, как самом трудном для полноразмерных антенн

По сравнению с несимметричным полуволновым диполем (R_A = 300 Ом), подвешенным на одинаковой высоте (5-ти этажный дом), данная антенна дает выигрыш при связях на 500 – 1000 км 1 – 1,5 балла) Имеет всего две точки подвеса и $R_{вх}$ = 40 Ом. Во избежание обрыва нижней половины рамки ее середину желательно растянуть вниз капроновым шнуром.

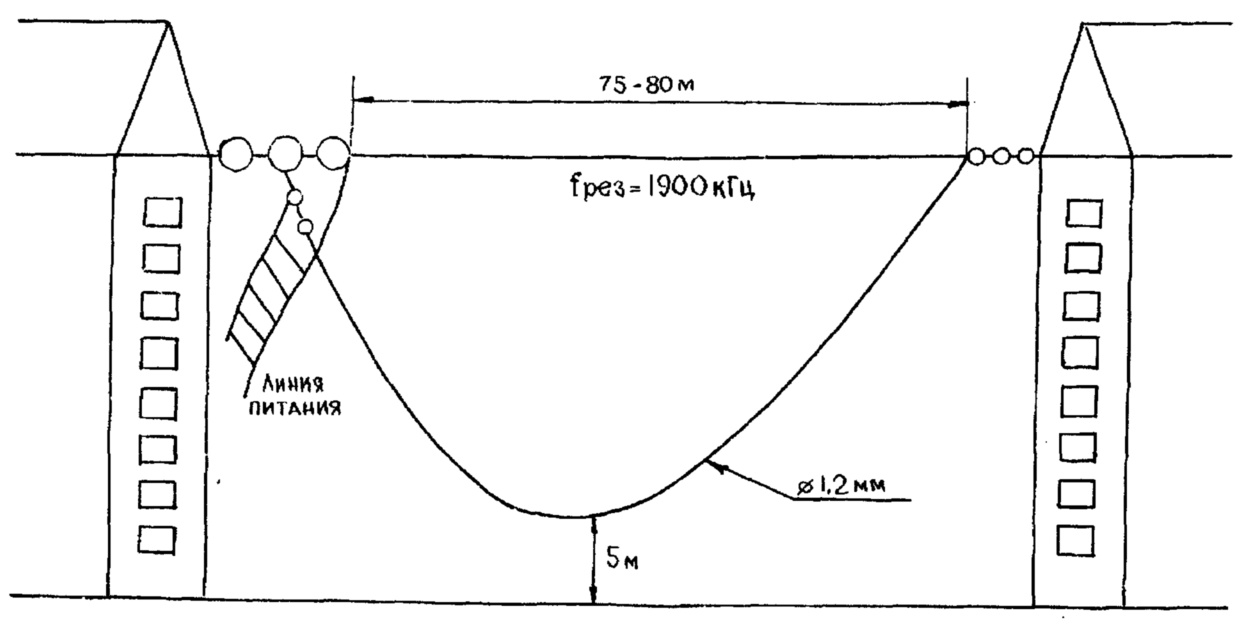


Рис. 8.161

«ЧЕРТОВ МОСТ» — ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА 1,8 – 10 МГц

Показанная на рис. 8.162 апериодическая антенна является модификацией широко известной T2FT. В авторском варианте нижний край антенны располагался на 12 м над землей. КСВ в диапазоне 1,8 –

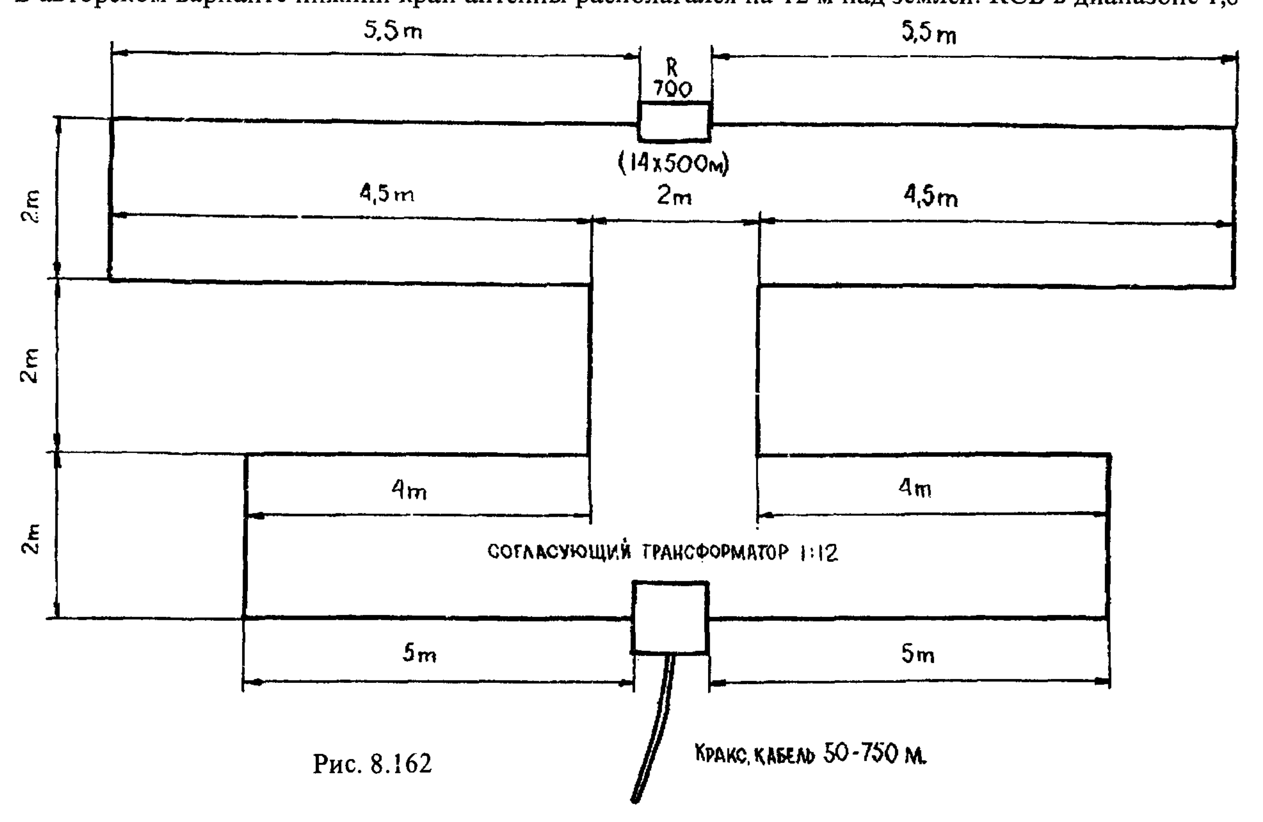


Рис. 8.162

10 МГц не превышал 2. Антенна выполнена из медного провода диаметром 1,5 мм. Необходимая форма придана капроновыми растяжками. Особые требования предъявляются к нагрузочному резистору. Он должен быть безиндукционным и на мощность рассеивания не менее трети мощности передатчика. Этот резистор выполнен из 14 последовательно соединенных резисторов

50 Ом, 30 Вт. Рассеивание мощности в резисторе конечно снижает КПД антенны, но здесь уместно вспомнить, что в резонансных антеннах эта мощность излучается в нежелательных направлениях, попутно создавая TVI. Питание антенны осуществляется кабелем 50-75 Ом произвольной длины, через согласующе-симметрирующий трансформатор 1:12.

АНТЕННА «ХАМЕЛЕОН»

Изменение диаграммы направленности системы диполей (рис. 8.163). Известно, что направленность излучения системы из двух вибраторов зависит от расстояния между ними и от соотношения фаз питающих токов. В частности, изменение фазы на 180 град. Приводит к повороту диаграммы на 90 град, т.е. если сохранить неизменным расстояние между вибраторами, а фазу питающего тока изменять при помощи фазовращателя от 0 до 180 град. Можно плавно повиражировать диаграмму направленности от 0

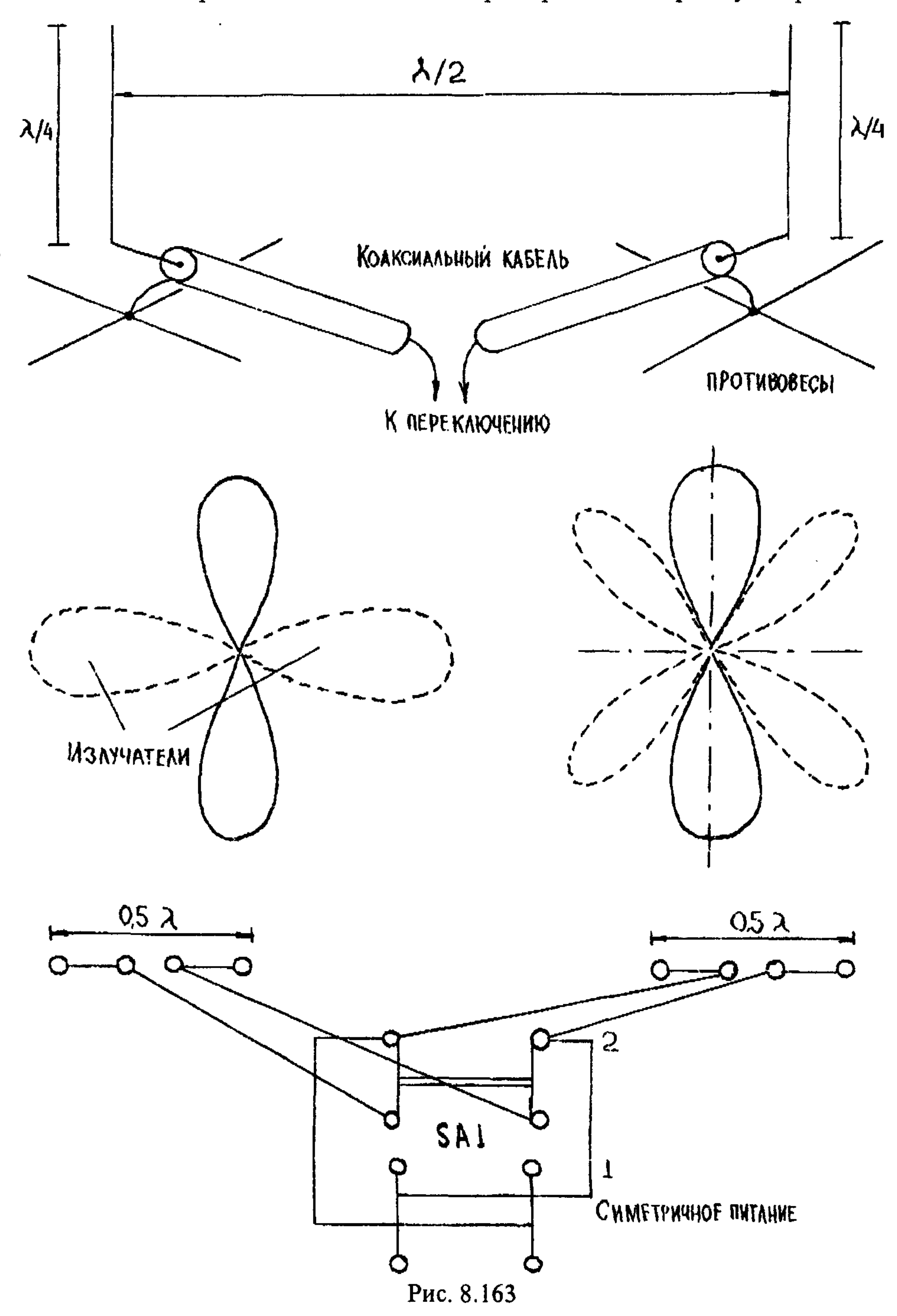


Рис. 8.163

до 90 град. Система из двух вертикальных четвертьволновых вибраторов, в которой фазовращателем служит переключатель, на два положения при синфазном питании диаграммы направленности в горизонтальной плоскости занимает положение, показанное на рис.8.163 сплошными линиями, а при противофазном питании, положение, отмеченное пунктирными линиями. Если использовать систему из двух горизонтальных полуволновых вибраторов рис. 8.163, то при синфазном питании диаграмма будет иметь двухлепестковую форму, а при противофазном — четырехлепестковую.

АНТЕННА «ГОВЕРЛА»

Одно из самых простых решений — модификация антенны IV на 80 м Введение в диполь «удлиняющих» катушек рис. 8.164 понижает резонансную частоту антенны. Если есть возможность закорачивать катушки (с помощью реле), то эту антенну можно использовать в двух диапазонах 80 – 160 м.

Рис. 8.164

Рис. 8.165

Рис. 8.166

Индуктивность катушек L1 и L2 — около 70 мкГ. Настраивают эту антенну так. Закоротив катушки и меняя длину проводов, идущих от катушек к концам антенны, добиваются сначала минимума КСВ на 80-метровом диапазоне. Сняв с катушек перемычки, подбирают индуктивность катушек по минимуму КСВ, но уже в диапазоне 160 м.

Антенна , показанная на рис. 8.165 — обычный диполь для диапазона 80 м. Его можно использовать и для работы в диапазоне 160 м.. В этом случае фидер диполя замыкают на нижнем конце и подключают его к выходу передатчика через катушку индуктивности или конденсатор (это зависит от длины фидера).

Если длина фидера примерно 27 м, то используют конденсатор емкостью до 1500 пФ. Фидер короче 27 м подключают через катушку индуктивности. Согласование удобно проводить с помощью описанного ниже блока согласования, имеющего встроенный измеритель КСВ. По существу, эта антенна работает как «длинный луч» (фидер) с емкостной нагрузкой на конце (провода диполя).

Прежде чем продолжить описание конструкций антенн, несколько слов о роли заземления при работе в диапазоне 160 м. Практически все описанные ниже антенны требуют для нормальной работы, чтобы непосредственно под их вертикальной частью или же поблизости от блока согласования находилась надежная система заземления. Идеальный вариант — не менее шести проводов диаметром 1,5...2 мм, расходящихся радиально от центра на длину 15 ...30 м и закопанных в землю на глубину 30...50 м. Другой способ — это система забитых в землю металлических штырей, соединенных толстой проволокой.

Если нет возможности изготовить систему заземления, рекомендуется сделать систему противовесов. Она обычно состоит из нескольких проводов, идущих на высоте 1,5...3 м над землей. Провода могут иметь неодинаковую длину, их можно разнести на 3...5 м друг от друга и расположить так, чтобы они образовали квадрат или многоугольник под вертикальной частью антенны. Два варианта систем противовесов показаны на рис. 8.166. В точках пересечения проводов нужно обеспечить надежный электрический контакт. В крайнем случае в качестве заземления можно использовать водопроводные трубы. Нельзя выбирать в качестве заземления трубы отопления и тем более газовые трубы, в которых могут встречаться изоляционные прокладки.

Необходимо иметь в виду, что длина проводов заземления (до точки сопротивления с грунтом или до общей центральной точки проводов противовесов) входит в суммарную длину описанных ниже антенн. При использовании для заземления водопроводных труб точно рассчитать длину проводника заземления невозможно, поэтому согласовать антенны с передатчиком несколько труднее.

Роль заземления особенно велика при использовании укороченных антенн, сопротивление излучения которых составляет 10...15 Ом. При плохой системе заземления , имеющей сопротивление 40...50 Ом. (такое сопротивление дают три противовеса длиной λ/4), укороченная антенна будет хорошо согласовываться с 50-омным коаксиальным кабелем, однако излучать она будет всего лишь около 20% мощности передатчика (!) Остальные 80% будут потеряны из-за плохой системы заземления.

На рис. 8.165 показана антенна «длинный луч», выполненная из 300-омного ленточного кабеля КАТВ. Применение петлевого излучателя повышает сопротивление излучения антенны до 40...60 Ом, т.е. потери за счет плохого заземления уменьшатся. Питать антенну можно 50-омным коаксиальным кабелем. Антенна, показанная на рис. !!! — двухдиапазонная. Она представляет собой «длинный луч» (длиной 3/8λ. На 160 м и длиной 3/4λ На 80 м) Добротность этой антенны будет относительно низка, так что она будет работать в полосе нескольких сотен килогерц.

Общую длину антенны можно подобрать так, чтобы она резонировала на наружной частоте 80-метрового диапазона. При этом нужно учесть, что изгибы антенны повышают ее резонансную частоту, так что не исключено, что ее придется немного удлинить. При работе в диапазоне 160 м в цепь антенны последовательно включают конденсатор, который поможет настроить антенну в резонанс на любой частоте 160-метрового диапазона. Эта антенна также имеет входное сопротивление 40...60 Ом и хорошо согласуется с выходом П-контура передатчика.

МНОГОДИАПАЗОННЫЙ ДИПОЛЬ НА WARC ДИАПАЗОНЫ «БАГРАТИОН»

Антенна сделана из медного провода диаметром 2 мм. Изоляционные распорки сделаны у меня из текстолита толщиной 4 мм (можно из деревянных планок) на которых с помощью болтов М6 закреплены изоляторы для наружной электропроводки. Питается антенны коаксиальным кабелем типа РК75 любой разумной длины (рис. 8.167).

Нижние концы изоляционных планок нужно обязательно растянуть капроновым шнуром, тогда антенна вся хорошо растягивается и диполи между собой не перехлестываются. На этой антенне проведен целый ряд интересных QSO со всеми континентами используя трансивер UW3DI с одной ГУ29 без РА.

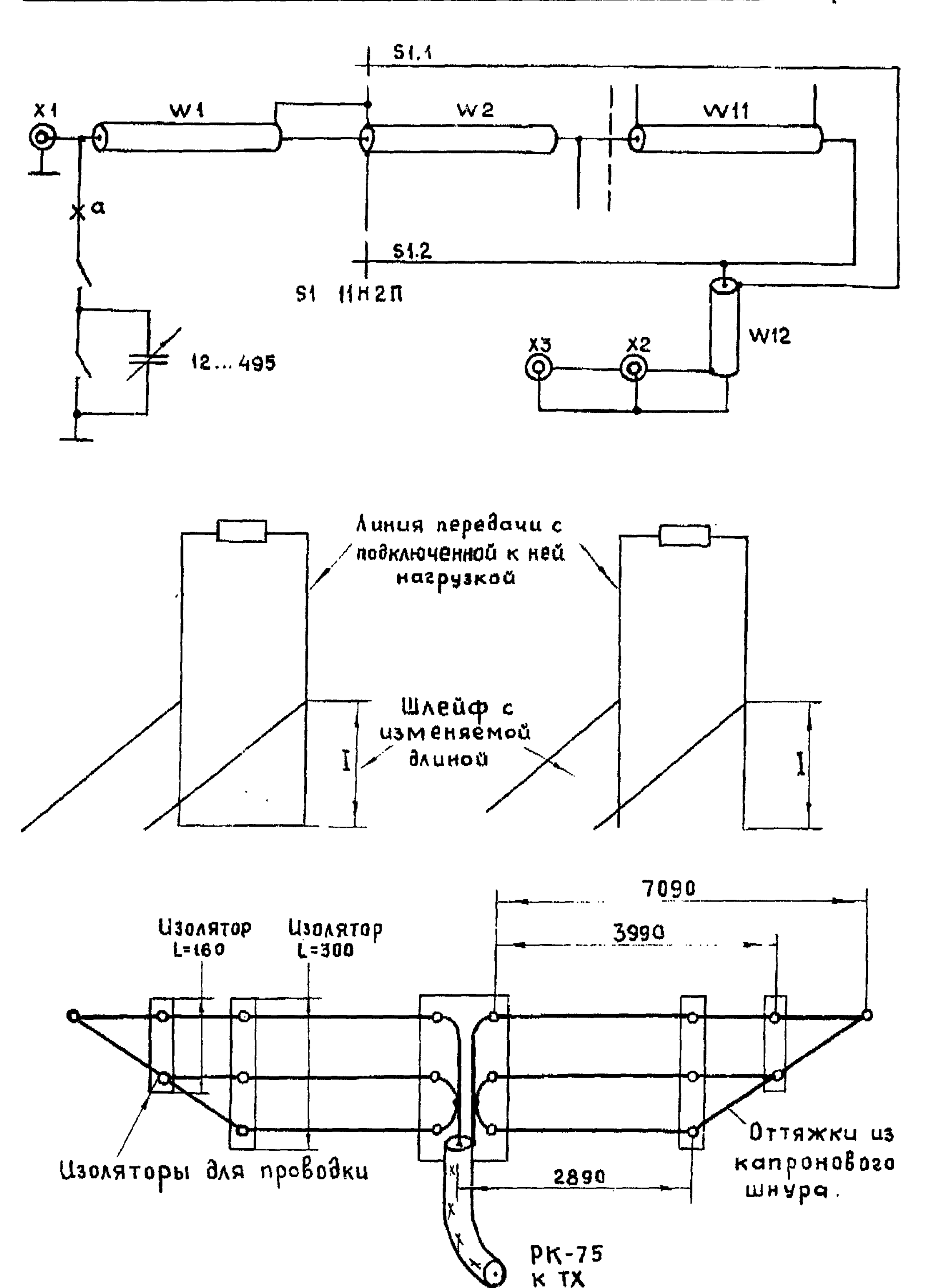

S1.1
X1
W1
W2
W11
a
S1.2
S1 11Н2П
W12
X3
X2
12...495
Линия передачи с подключенной к ней нагрузкой
Шлейф с изменяемой длиной
I
I
7090
3990
Изолятор L=160
Изолятор L=300
Изоляторы для проводки
2890
Оттяжки из капронового шнура.
РК-75 к ТХ

Рис. 8.167

ГОЛУБАЯ ЛАГУНА» — ПРОСТЫЕ ВИБРАТОРНЫЕ КВ АНТЕННЫ И ВОЗМОЖНОСТИ ИХ МОДЕРНИЗАЦИИ

На рис. 8.167 показана схема подключения антенного блока к наклонному вибратору, выполненному из отрезка ленточного кабеля. Электрическая длина вибратора выбирается в зависимости от применяемого кабеля и близка к четверти длины волны. На диапазоне 160 м допустимо применение ленточного провода для электро и радиопроводки с двумя жилами диаметром не менее 0,5 мм, находящимися на расстоянии нескольких миллиметров и имеющими изоляцию хорошего качества. Необходимо учитывать коэффициент укорочения.

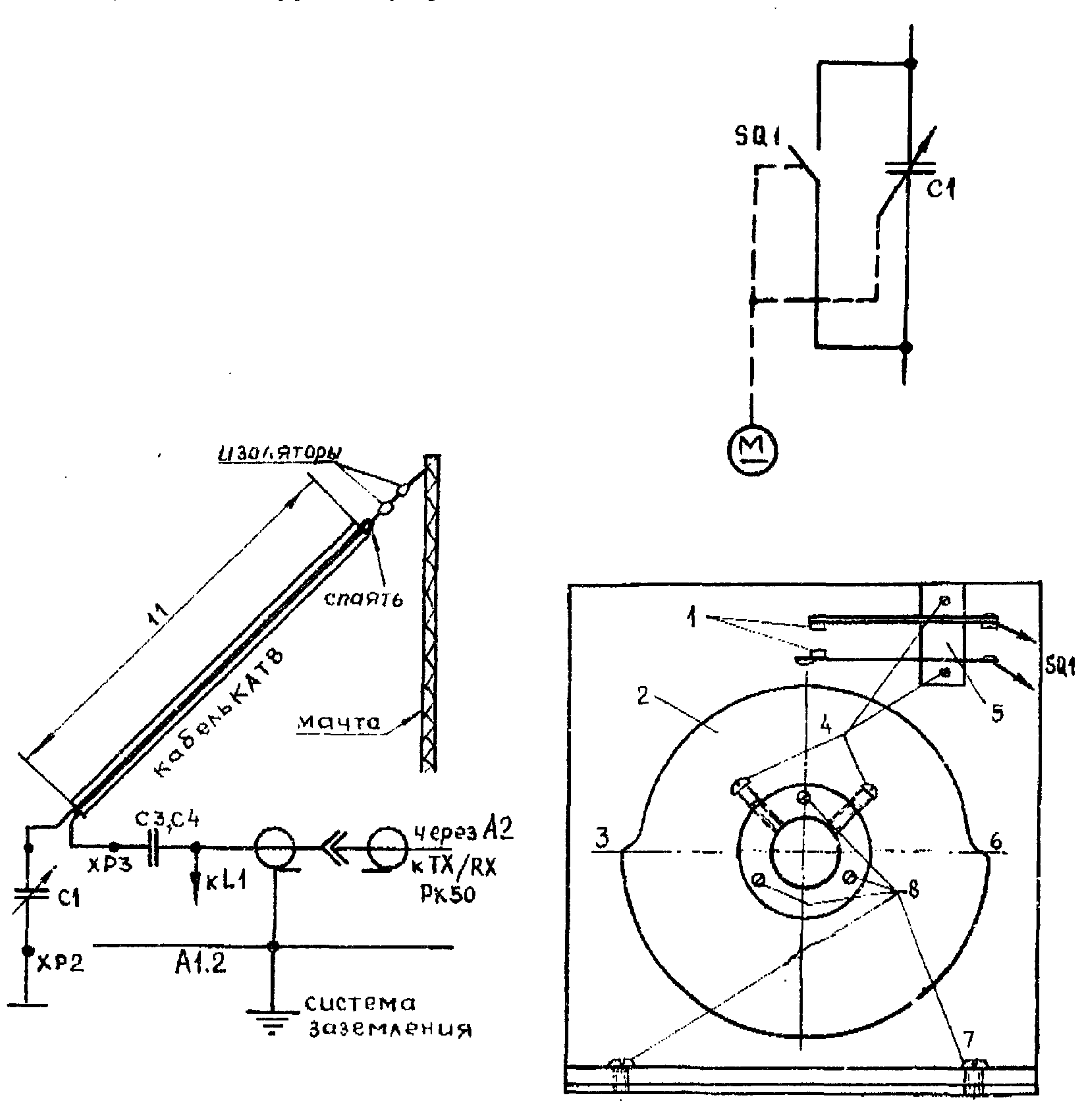


Рис. 8.167

«ДОНСКИЕ КАЗАКИ» – АНТЕННА НА ПЯТЬ ДИАПАЗОНОВ

На одной мачте рис. 8.168 размещены две антенны, одна на 10 и 80 м, вторая на 15, 20, 40 м каждая из которых питается по отдельному кабелю. Шлейфы можно выполнить либо из двухпроводной воздушной линии из провода диаметром 2 мм с расстоянием 100- 150 мм, либо из провода КАТВ В последнем случае необходимо уменьшить длину на коэффициент укорочения 0,82. На рис. 8.168 условно показаны шлейфы из разного материала. Длины коаксиальных кабелей некритичны, но лучшие результаты дает применение кабеля длиной 13,65 или 27,30 м для 15, 20, 40 м и 27 м и для 10 и 80 м. Несмотря на короткую излучающую часть на 80 м данная антенна выигрывает по сравнению с VSI*AA от 0,5 до 1 балла.

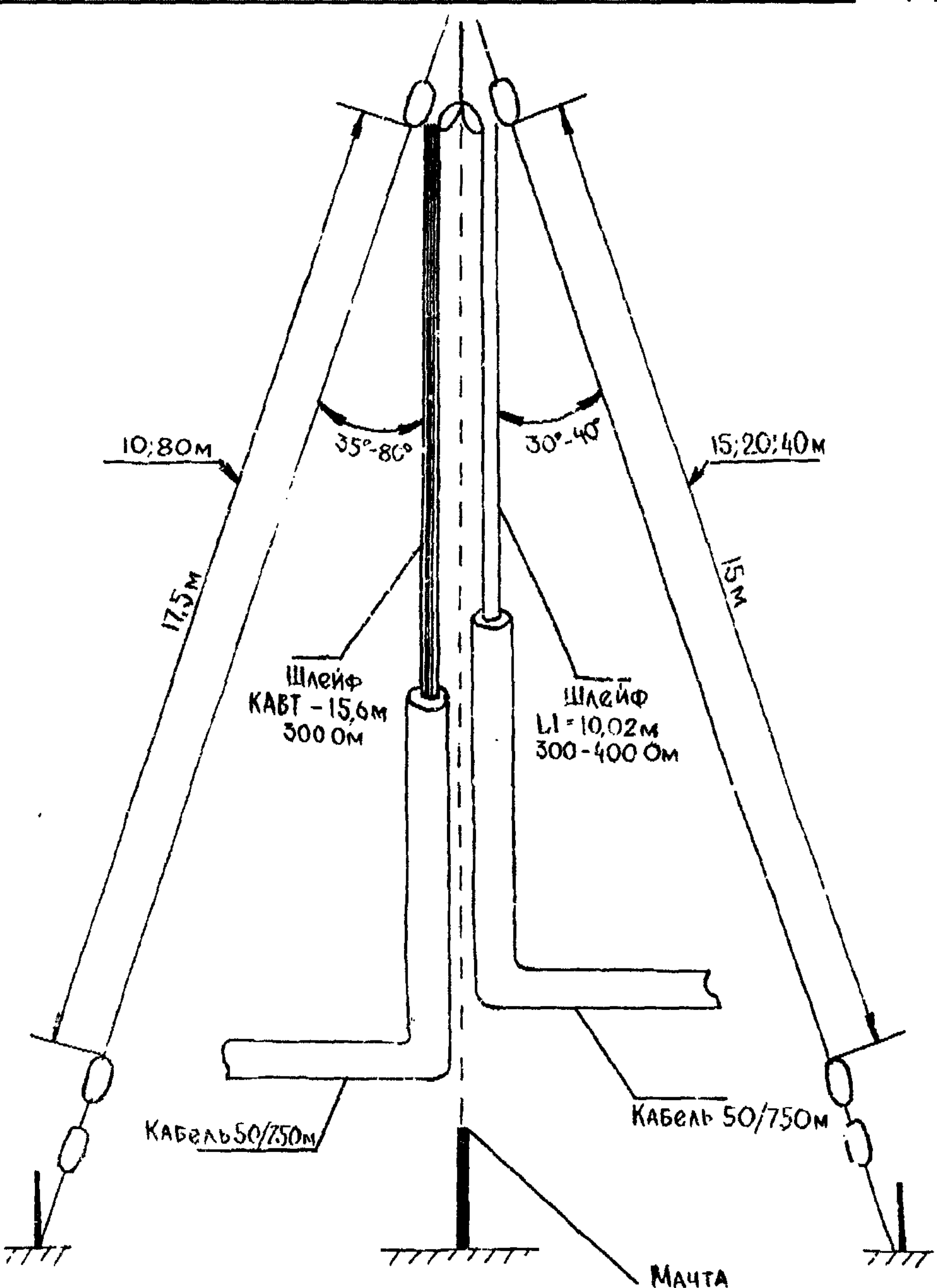


Рис. 8.168

«БЕЛЫЙ ШУМ» — АНТЕННА KOEU НА 80 м

Антенна, показанная на рис. 8.169, обладает хорошей широкополосностью, а также имеет практически круговую диаграмму направленности. КСВ — около 1,2 во всем диапазоне частот (3,5...4 МГц). В реальных условиях КСВ может отличаться в зависимости от окружающих антенну предметов. Мачта антенны должна иметь высоту 10...12 м и является составной частью антенны, ее необходимо заземлить. От качества заземления мачты и ее проводимости зависит эффективность работы антенны. В случае, если мачта состоит из нескольких труб, желательно для исключения влияния переходных контактов проложить вдоль нее толстый алюминиевый или медный провод. Концы полотен антенны должны находиться на расстоянии не менее трех метров от подстилающей поверхности. Входное сопротивление антенны — около 50 Ом, поэтому необходимо использовать кабель такого волнового сопротивления.

На рис. 8.169 видно, что оплетка кабеля подсоединяется к металлической мачте, а центральная жила к полотнам антенны, которые соединены в одной точке.

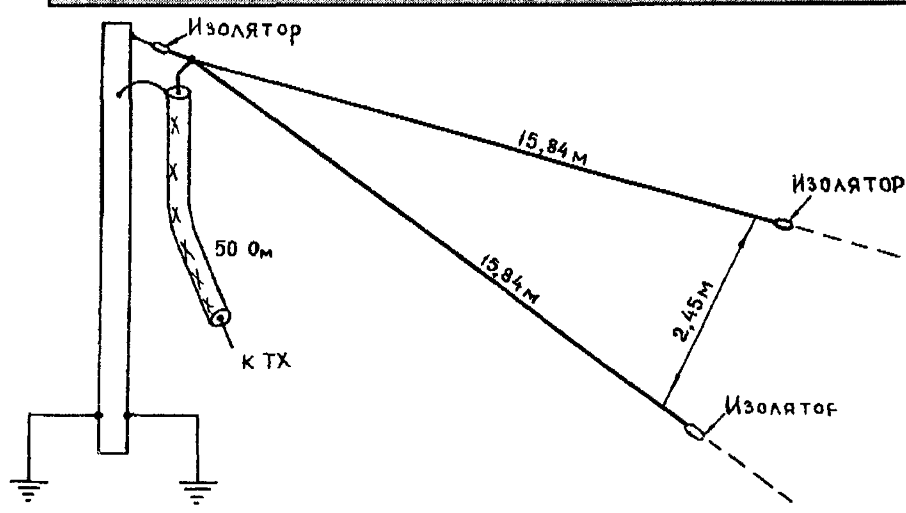


Рис. 8.169. Антенна KOEU на 80 м.

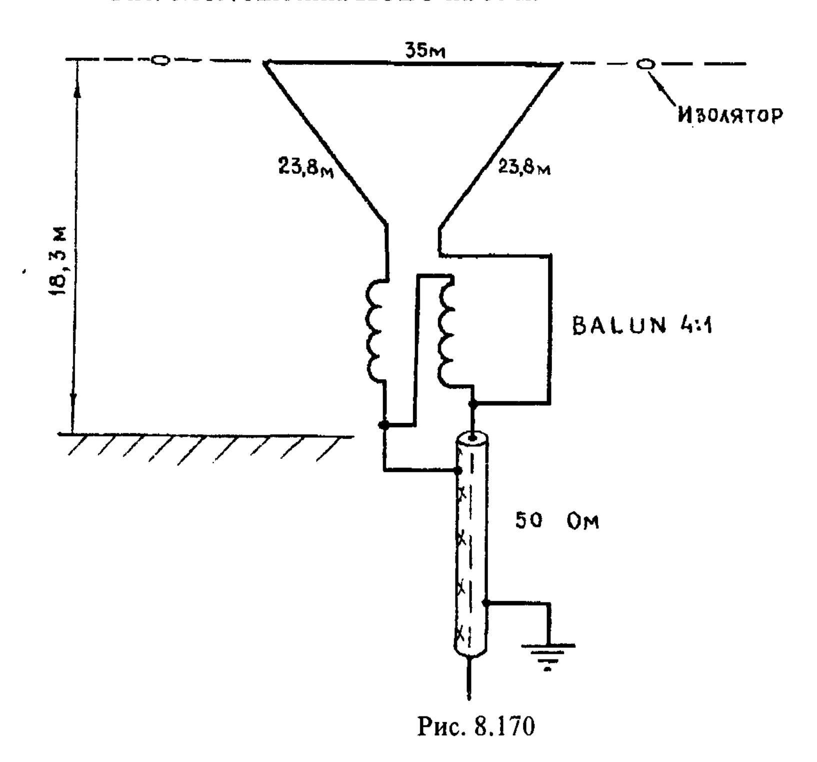


Рис. 8.170

«ЭХО В ГОРАХ» — АНТЕННА НА 80 м

Антенна, показанная на рис. 8.170 разработана O3AQS.

Трансформатор выполнен на диэлектрике диаметром 60 м. Намотка — в два провода, виток к витку, провод — 1,8 мм. Начало обмоток — 1,3, конец обмоток 2,4. Кабель — 50 Ом, подключается согласно схеме. Любителям провод в трансформаторе следует применять во фторопластовой изоляции. Количество витков — 7. Размеры антенны указаны на частоту 3,8 МГц. Полоса пропускания антенны — 250 кГц.

АНТЕННА «ПАЛЕСТИНА»

По действию аналогична GP рис. 8.171. Подвес как вертикальный, так и наклонный. Верхний конец можно закрепить к мачте, к дереву, но предпочтительней вертикальный подвес.

Рекомендуется для ДХ связей. Нуждается в хорошей земле.

АНТЕННА «ФЛОРИДА» — SLOPER НА 160 м

При выполнении антенны в указанных размерах (рис. 8.172) подстройка линии не нужна. КСВ по диапазону 2-1. Размеры в футах и дюймах.

1 м = (*1 в футах*) х 0,3048

1 см = *(1 в дюймах)* х 2,54

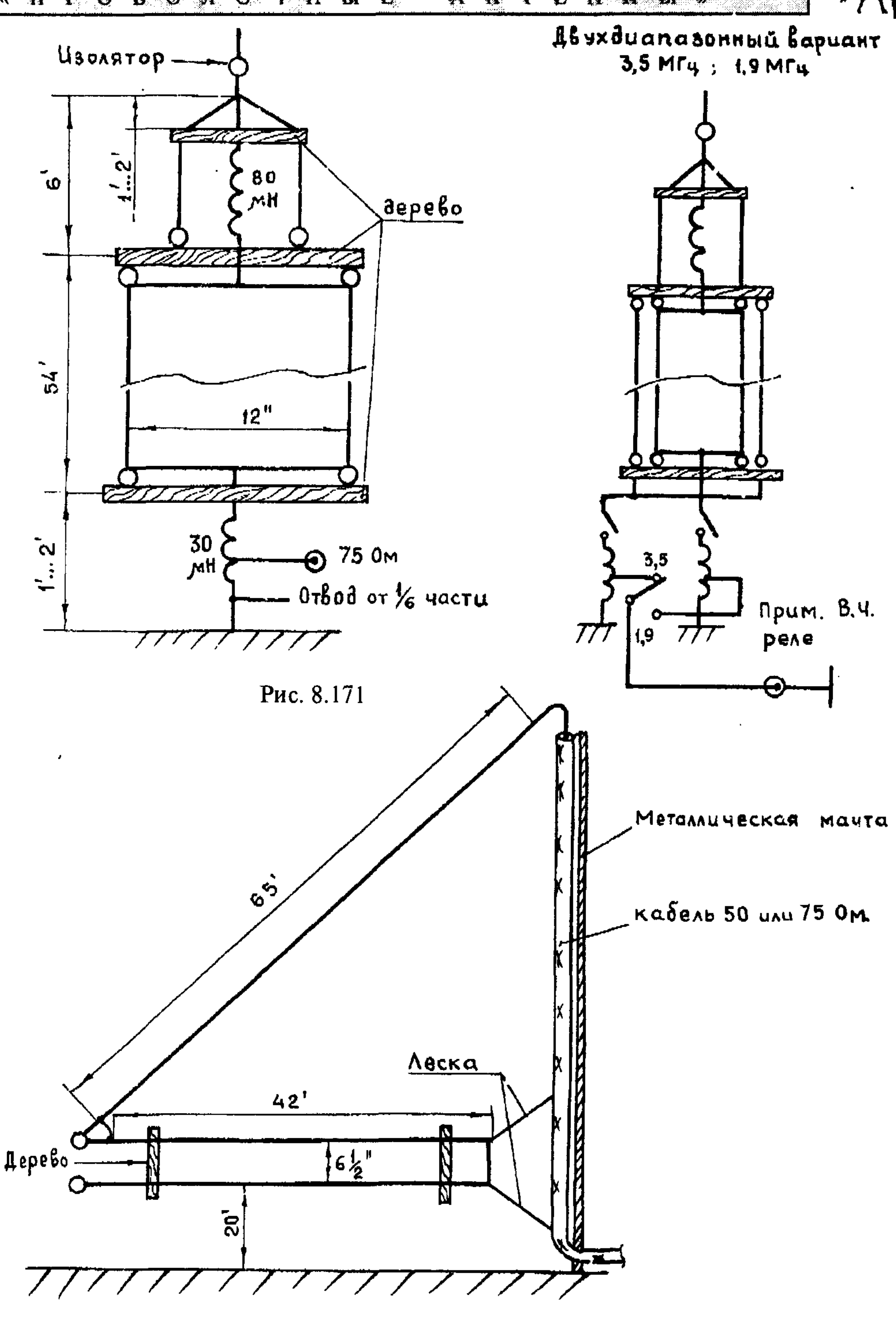


Рис. 8.171

Рис. 8.172

АНТЕННА «БЕЛГОРОД» — ДИСКОКОНУСНАЯ

Уступает диполю при ближних, но существенно превосходит его при дальних QSO. Полоса пропускания на 7 МГц 500 КГц. Можно рекомендовать ее для работы и на более ВЧ диапазонах как в таком виде, так и в рассчитанном однодиапазонном с емкостной нагрузкой для 160 м (рис. 8.173).

АНТЕННА НА 160 м «ПАМИР»

Схема антенны приведена на рис. 8.174, размеры в табл. 8-18

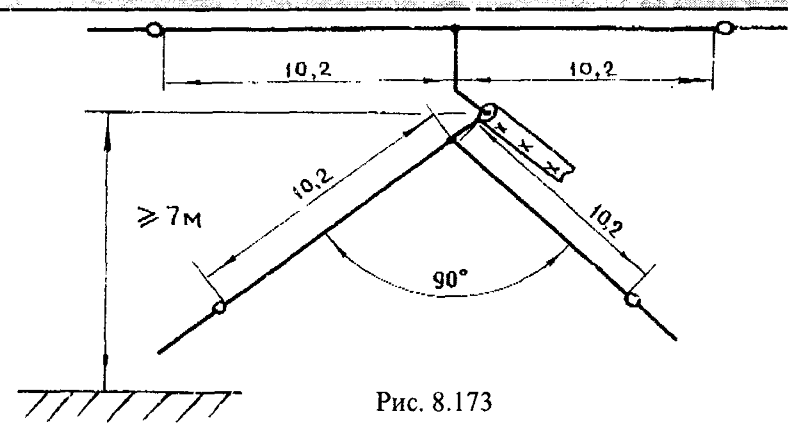


Рис. 8.173

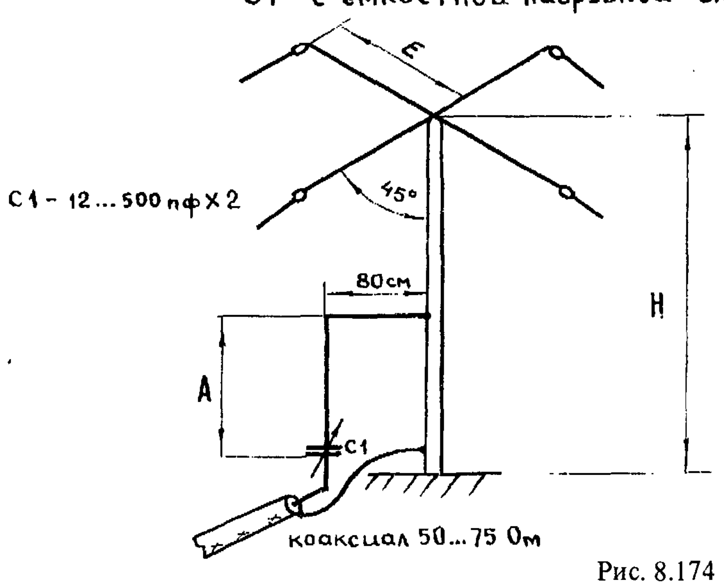


Рис. 8.174

ТАБЛИЦА 8-18

39	Высота штыря, м	18	21,5	25	28	32	35,5
1,5	E, м	16,5	15	11,5	6,5	5,9	4
	A (75 Ом), м	13,6	13,6	13,6	13,6	13,6	13,6
	A (50 Ом), м	9,6	9,6	9,6	9,6	9,6	9,6
	∅A, мм	22	22	22	22	22	22
	Длина фидера	27 или 52,75 м					

АНТЕННА «ПЕРЕВАЛ» — ДЕВЯТИДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА

Эта антенна представляет собой разновидность известной многодиапазонной антенны «WINDOM» — диполя, у которого точка питания смещена от центра. При этом входное сопротивление антенны в нескольких любительских КВ диапазонах составляет примерно 300 Ом, что позволяет использовать в качестве фидера и одиночный провод и двухпроводную линию с соответствующим волновым сопротивлением, и, наконец коаксиальный кабель, подключаемый через согласующий трансформатор. Для того, чтобы антенна работала во всех девяти любительских КВ диапазонах (1,8, 3,5, 7, 10, 14, 18, 21, 24, 28 МГц), параллельно включены по существу, две антенны «WINDOM» см. рис. 8.164а, одна с общей длиной около 78 м (λ/2 Для диапазона 1,8 МГц), другая с общей длиной примерно 14 м (λ/2 Для диапазона 10 МГц и λ для диапазона 21 МГц) Оба излучателя питаются от одного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Согласующий трансформатор T1 имеет коэффициент трансформации 1:6.

Примерное расположение излучателей антенны в плане показано на рис. 8.175б. При установке антенны на высоте 8 м над хорошо проводящей «землей» коэффициент стоячей волны в диапазоне 1,8 МГц не превышал 1,3 в диапазонах 3.5, 14, 21, 24, 28 МГц — 1,5 в диапазонах 7, 10 и 18 МГц — 1,2.

В диапазонах 1,8, 3,5 МГц и до некоторой степени в диапазоне 7 МГц при высоте подвески 8 м диполь, как известно, излучает в основном под большими углами к горизонту. Следовательно, в этом случае антенна будет эффективна лишь при проведении ближних связей (до 1500 км)

Схема подключения обмоток согласующего трансформатора для получения коэффициента трансформации 1:6 показана на рис. 8.175в. Обмотки I и II имеют одинаковое число витков (как и в обычном трансформаторе с коэффициентом трансформации 1:4) Если общее число витков этих обмоток (а оно зависит в первую очередь от размеров магнитопровода и его начальной магнитной проницаемости) равно n1, то число витков n2 от точки соединения обмоток I и II до отвода рассчитывают по формуле n2=0,82n1.

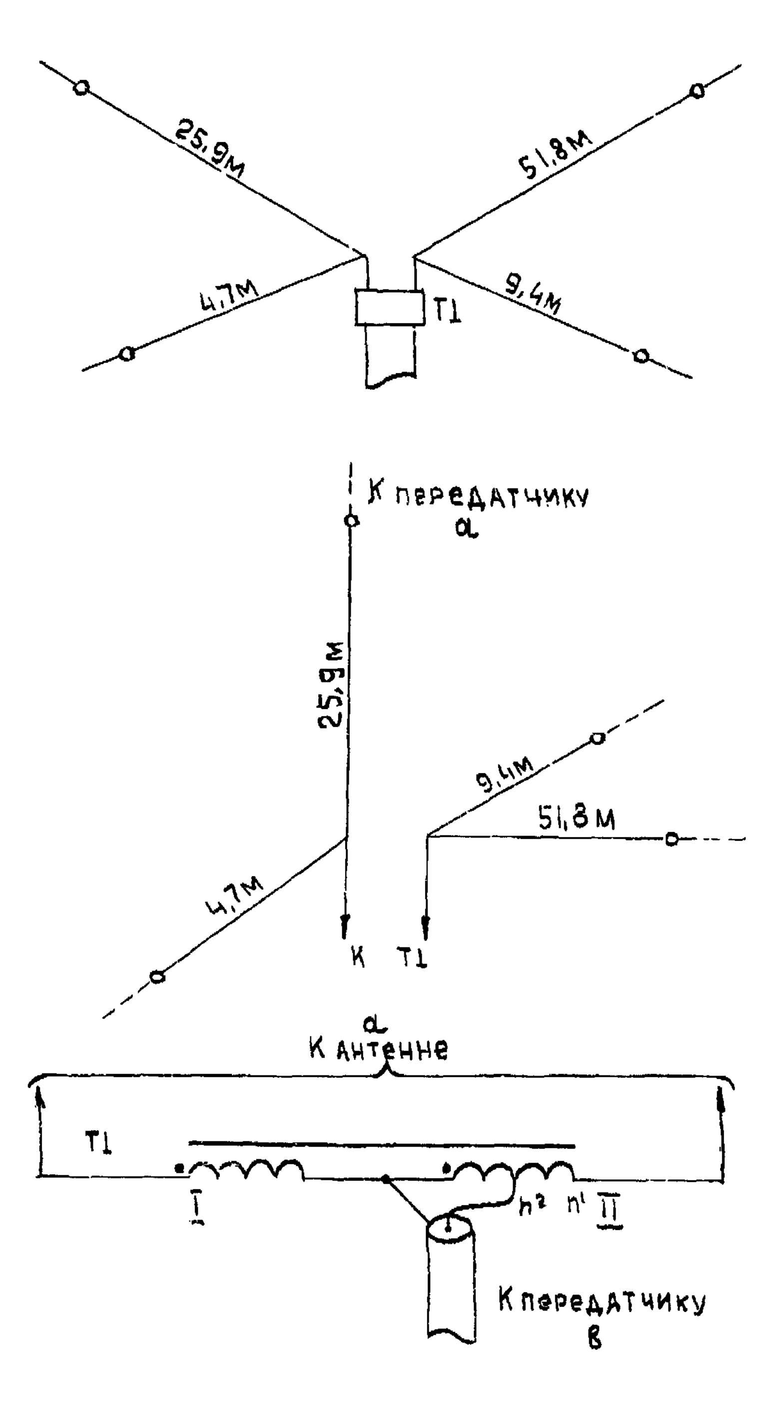


Рис. 8.175

АНТЕННА НА 160 м «ЗОЛОТАЯ ЦЕПЬ»

На рис. 8.176 приведена антенна, которая используется для работы на диапазоне 160 м. Она состоит из наклонного излучателя А и трех противовесов а, б, с, натянутых параллельно земле. Питают антенну несимметричным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом. Центральный проводник подключен к конденсатору переменной емкости С1 рис. 8.177 согласующего устройства, которое помещают во влагонепроницаемую коробку. Для настройки антенны необходим КСВ-метр. Вначале все противовесы должны быть отключены, Затем к двум из них, например а и с, подсоединяют фидер с волновым сопротивлением 75 Ом, и подключив к передатчику, определяют КСВ в середине и на краях диапазона. Если КСВ высокий, то необходимо подстроить противовесы, изменяя их геометрические размеры. Аналогичную операцию проделывают и с третьим противовесом, предварительно отключив любой из предыдущих. После настройки всех противовесов их подключают к оплетке кабеля и настраивают наклонный излучатель Изменяя емкость конденсатора переменной емкости, добиваются минимального значения КСВ в середине диапазона.

Рис. 8.176

Рис. 8.177

АНТЕННА БЕВЕРДЖА

Антенна Бевереджа или как ее еще называют, антенна бегущей волны (АВВ) широко используется в проффессиональной радиосвязи как в странах бывшего СССР, так и за рубежом. По некоторым причинам антенна Бевереджа имеет несколько имен, используемых в разных странах, но здесь она будет называться АБВ, антенна бегущей волны.

Радиолюбителям эта антенна малоизвестна, ну а те, кто знает о ней, часто строят и используют ее неправильно, получая разочарующие результаты при ее эксплуатации. Но следует относиться к этой антенне с уважением. Если Вы не смогли ее правильно использовать, нужно проанализировать свои ошибки и устранить их.

Антенна Бевереджа имеет большие возможности как на прием, так и на передачу. Большинство трансокеанских QSO на 160 метров радиолюбители проводят, используя антенну Бевереджа на приемном конце.

Для радиостанции Р105 дальность связи при использовании штыревой четвертьволновой антенны составляет 6 км, при использовании АБВ — до 25 км. Эти радиостанции работают в УКВ (6–4 м) диапазоне. Эти цифры, неоднократно проверенные военными убедят даже самых закоренелых противников антенны Бевереджа в том, что в ней «действительно что-то есть».

Только антенна Бевереджа может работать без настройки во всех любительских диапазонах, при минимальных затратах на ее изготовление и абсолютно не нуждаясь в настройке при смене диапазона работы. Эта ее способность привлекать не только радиолюбителей, но и любителей дальнего приема вещательных станций.

ИДЕАЛЬНАЯ АНТЕННА БЕВЕРЕДЖА

Классическая АБВ представляет собой тонкий провод, длиной большей в несколько раз длины волны, на которой работает антенна, нагруженный на сопротивление, равное ее волновому рис. 8.178. Высота подвеса АБВ составляет от 1 до 5 м, в зависимости от диапазона частот, в котором она используется.

Входное сопротивление АБВ высоко и равно волновому сопротивлению линии, образованной проводом, составляющим полотно антенны и землей, играющей роль второго провода. Рассчитав значение волнового сопротивления проводника диаметром 1-2 мм, получим, что уже начиная с высоты около 1 м и выше до 5-10 м его волновое сопротивление составит примерно 40-600 Ом. Это весьма важный результат. Нет необходимости при подвесе АБВ соблюдать всюду равную высоте подвеса. В зависимости от местных условий, при работе в экспедиции, например, она может быть растянута на кустах, в деревьях, кольях. Стационарная антенна Бевереджа также может варьировать высотой подвеса.

Следует помнить, что на 160 м эффективно работает антенна с высотой подвеса 3-5 м, а на 10-метровом диапазоне с высотой подвеса не менее 1 м.

Из этого можно заключить, что АБВ слабо подвержена низкочастотным составляющим атмосферных помех.

Коэффициент усиления АБВ равен:

$$G = K \cdot \left(\frac{L}{\lambda} \right)$$

где G — коэффициент усиления;
K — коэффициент, зависящий от качества изготовления АБВ;
L — длина антенны;
λ — длина волны, на которой работает антенны.

Из этой формулы понятно, что чем длиннее полотно антенны, тем выше ее коэффициент усиления

Антенна Бевереджа принимает вертикальную поляризованную волну, падающую на нее под большим углом. Такие характеристики имеет поверхностная длина радиостанции, находящейся в пределах радиовидимости, либо волна дальней радиостанции. Рис. 8.179.

Максимум приема лежит в плоскостях параллельной полотну антенн. Очевидно, что при перпендикулярном падении электромагнитной волны, она просто ничего не наведет в антенне, а при падении под углом, вследствии сложенных наведенных в антенне с разными фазами направлений, последние будут компенсировать друг друга. Рис. 8.180.

Если электромагнитная волна будет приходить от направления, противоположного нагрузке, то она будет поглощаться в ней. Рис. 8.181. Понятно, что и тогда не удастся добиться идеального согласования нагрузки $R_н$ с волновым сопротивлением полотна антенны, при работе антенны в ней будут стоячие волны. Это значит, что энергия, падающая на антенну с противоположных сторон поглотиться нагрузкой небольшая ее часть отразится на вход приемника.

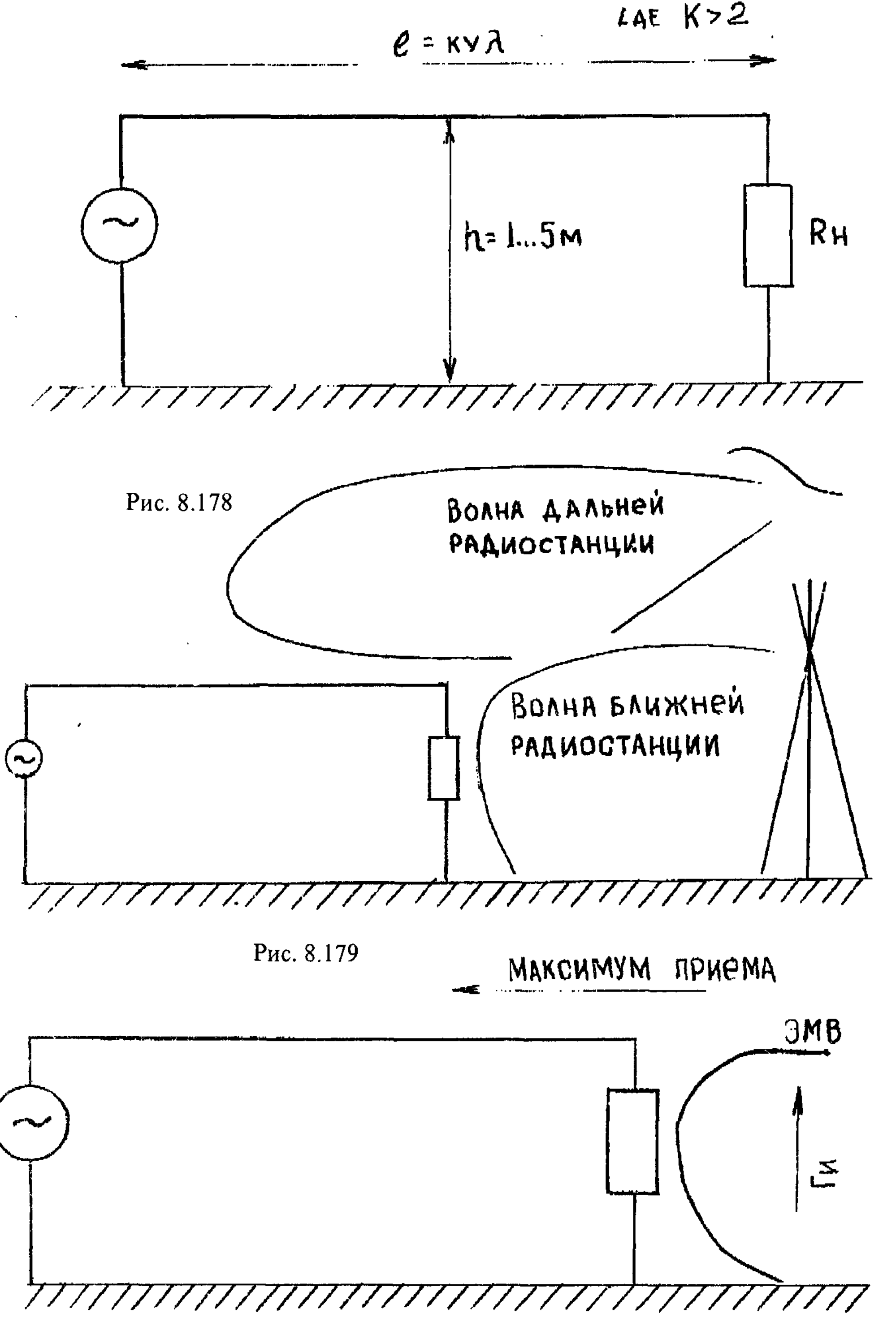


Рис. 8.178

Рис. 8.179

Рис. 8.180

На основании вышеизложенного можно построить теоретическую ДН антенну Бевереджа. Она представляет собой узкий луч в горизонтальной и вертикальной плоскости, направленной в сторону нагрузки и по теории, точное отражение этой же ДН, но значительно меньшее по интенсивности направленное в противоположную сторону рис. 8.182.

При значительнсм повышении длины полотна антенны над длиной волны, на которой работает антенна, происходит дробление ДН на лепестки. Рис. 8.183. Но работа реальной антенны Бевереджа значительно отличается от идеальной, например, задний лепесток никогда не будет точным отражением переднего из-за неравенства в сопротивлении нагрузки антенны сопротивлению входа приемника (или выхода передатчика), потерь на излучение и потерь в земле.

Именно «земля» играет для АБВ первостепенную роль.

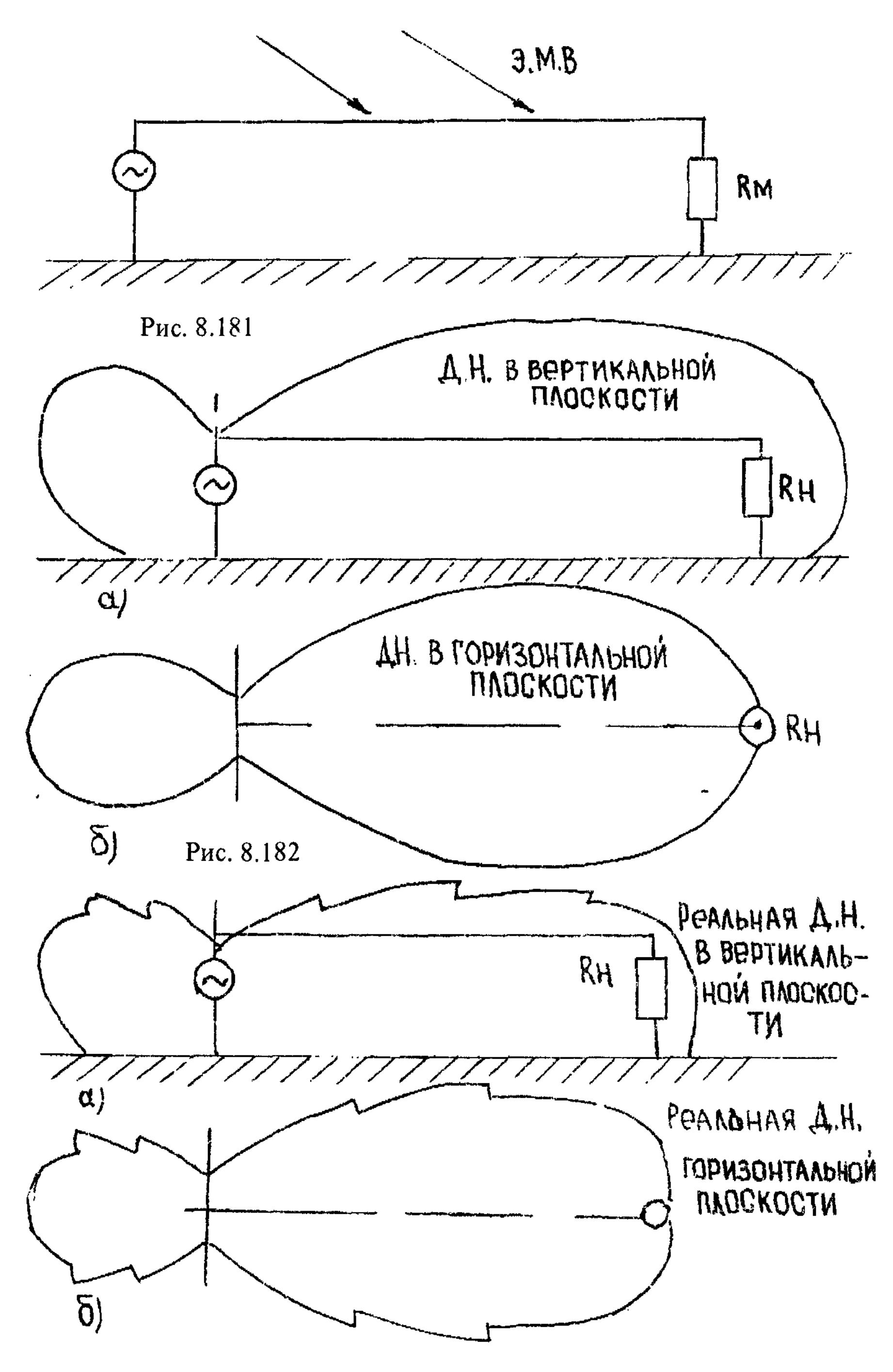


Рис. 8.181

Рис. 8.182

Рис. 8.183

«ЗЕМЛЯ» АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Работа реальной АБВ во многом зависит от качества «земли». Разберем идеальный случай., «земля» бесконечная и проводящая. Начнем разборку с частного случая, когда проводящий участок сосредоточен прямо под полотном антенны и равен ему по физическим размерам . На практике это значит, что нами проложен провод от нагрузки к генератору, лежащий на плохо проводящей земле рис. 8.184. Очевидно, при этом ток в полотне антенны будет почти равен току в «земляном» проводе. Электромагнитное поле будет взаимодействовать в основном только с двумя проводами верхним и нижним.

Если мы проложим несколько «земляных» проводов, то также очевидно, что ток I_1 равен сумме токов I_n рис. 8.185. Также очевидно, что максимальный ток будет протекать в противовесе n_1, а в остальных противовесах токи будут меньше.

На практике, если рассчитывают использовать АБВ на передачу, то для эффективной работы прокладывают не менее 3 противовесов. Один под полотном антенны, и два других по краям от него на расстоянии равном от половины высоты подвеса до высоты подвеса плотна антенны рис. 8.186.

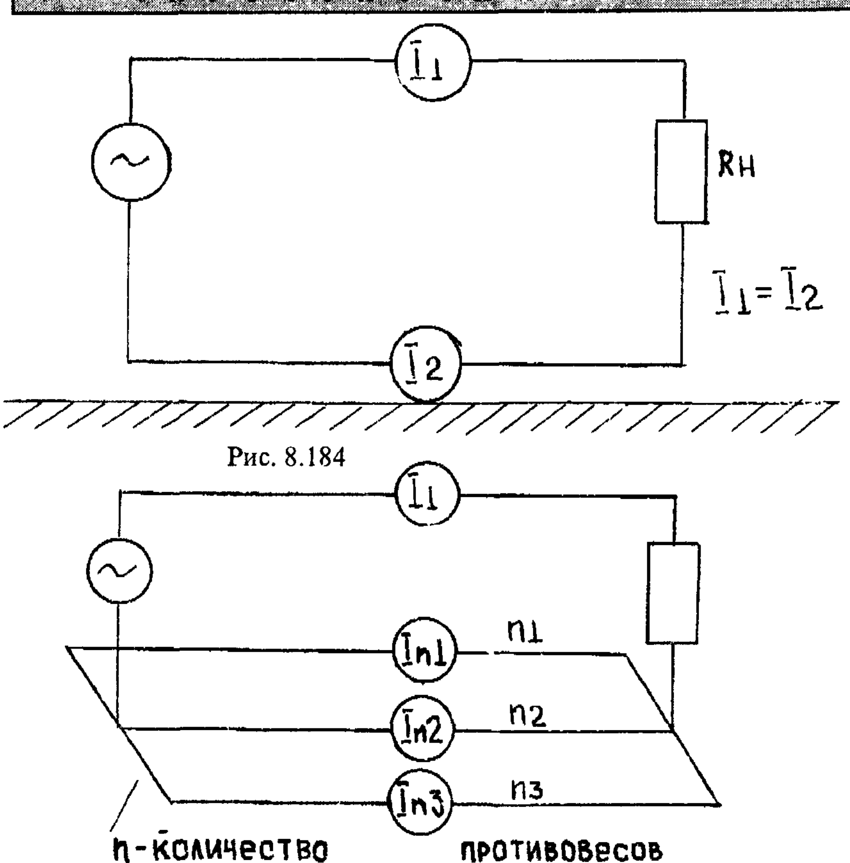


Рис. 8.184

Рис. 8.185

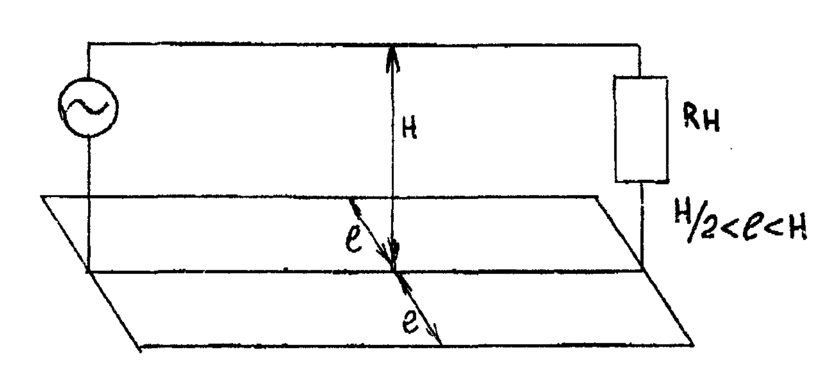


Рис. 8.186

Для эффективной работы этих противовесов они должны быть или подняты над землей на небольшую высоту (5-10см), или при обеспечении их защиты от коррозии лежать на земле или их можно закопать на глубину не более 10 см.

При использовании АБВ как приемной антенны «земле» не уделяют столь большого внимания. Обычно на приемных центрах используют 10-30 противовесов длиной около 0,1 от длины антенны, закопанных на глубину 10 см. на конце нагрузки и трансформатора.

Но понятно, что при этом не экономится провод для противовесов, а более того, расходуется даже больше, чем было бы, если использовать провод проложенный под антенной Бевереджа, и в некоторых случаях возрастает шум антенны, за счет того, что в нее включаются участки земли, которые могут служить источником шума рис. 8.187. Обычно трудно определить, что за аномалия является источником шума — это может быть следствием токов, протекающих в земной коре, может быть также обусловлено действием промышленности (воздушные ЛЭП, подземные линии электропередач и т.д)

Если на приемных центрах выбирают местности, где таких воздействий нет, то в Вашем случае может быть возможно, что Ваш QTH находится там, где как раз и расположен источник шума. Кстати, замечено, что такой источник шума иногда бывает настолько интенсивным, что даже забивает своими белыми шумами приемник. В таком месте из-за шумов с трудом принимаются слабые сигналы радиостанций, но отнеся приемник на несколько сот метров в любую из сторон, качество приема во всех диапазонах

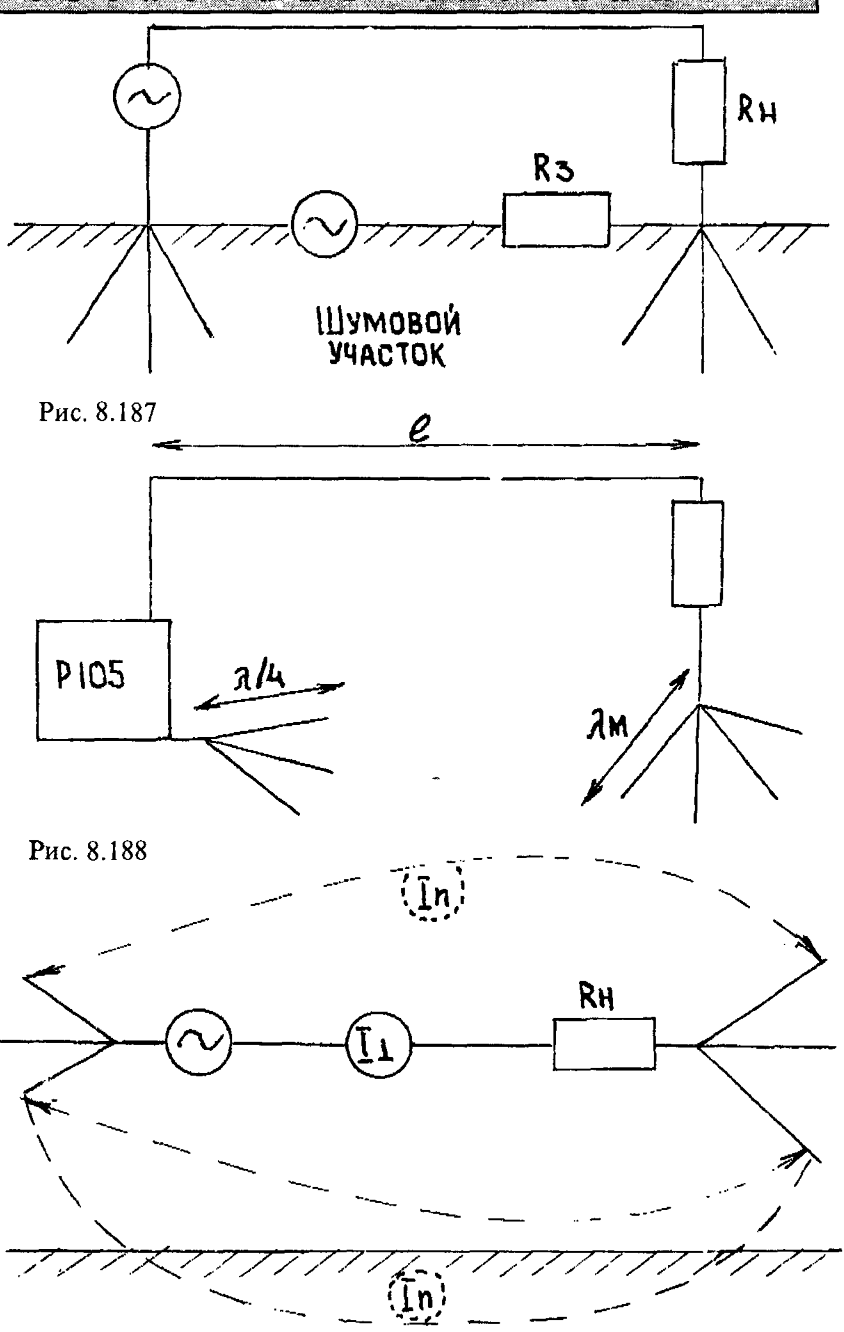


Рис. 8.187

Рис. 8.188

Рис. 8.189

значительно улучшается из-за снижения уровня шума. Антенна Бевереджа наиболее подвержена воздействию таких шумовых источников особенно без «земляного» провода под ней.

На передачу такая антенна будет работать неудовлетворительно. Это связано с тем, что в цепь антенны заключено сопротивление земли $R_з$, которое в общем случае сравнимо с волновым сопротивлением антенны. $R_з$ уменьшает КПД антенны. При использовании АБВ на прием это не страшно, т.к. обычно приемники имеют запас по усилению Понятно, что при работе на передачу КПД является главнейшим показателем антенны. Надо еще знать, что реальное сопротивление почвы во многих случаях случайно, т.е. зависит от величины высокочастотного тока протекающего в ней. Это может вызвать изменение параметров антенны в зависимости от мощности, подводимой к ней. Очевидно, что при SSB сигнале параметры антенны могут меняться в зависимости от его пиков, что может ухудшить работы выходного каскада и вызвать искажение излучаемого антенной сигнала, Не следует забывать о том, что почва может перемерзать зимой на значительную глубину. Это существенно снизит уже и без того малую эффективность антенны Бевереджа.

Но часто по многим причинам трудно или нецелесообразно использовать «земляной» провод под полотном антенны. В этом случае используют так называемую «лучевую антенну».

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В КАЧЕСТВЕ «ЗЕМЛИ» ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ПРОТИВОВЕСОВ

Лучевая антенна, используемая для работы на радиостанциях типа Р105 изображена на рис. 8.188. Она представляет собой провод длиной *l*, где *l* составляет около десяти длин волны, на которой работает радиостанция, к которому через резистор 400 Ом подключено несколько противовесов длиной в четверть волны. Несколько таких противовесов подключено к корпусу радиостанции.

Ток в данной антенне протекает за счет токов смещения в пространстве между противовесами (рис. 8.189). Ток в почве в этом случае не играет большой роли, даже если земля идеальный проводник

В части, описывающей штыревые антенны приведены значения сопротивления четвертьволновых противовесов. Этот параграф верен и для антенны Бевереджа. Тогда можно представить эквивалентную схему антенны, как показано на рис. 8.190. Для увеличения КПД нужно стремиться к уменьшению сопротивления системы противовесов При волновом сопротивлении антенны 400-600 Ом желательно использовать не менее 2 противовесов на стороне нагрузки и стороне питания.

При использовании АБВ в разных диапазонах необходимо для каждого диапазона использовать не менее 2 противовесов длиной в четверть волны (рис. 8.191).

Антенна Бевереджа с четвертьволновыми противовесами уже не является классической АБВ, но параметры такой антенны совпадают с параметрами антенны Бевереджа

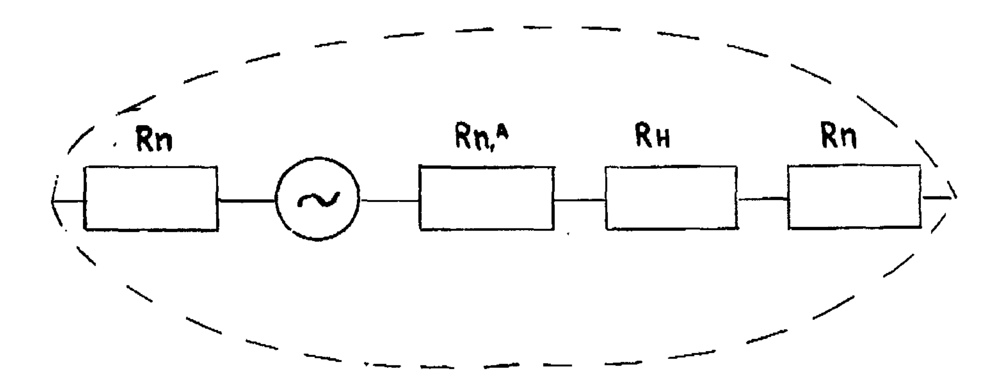


Рис. 8.190



Рис. 8.191

НАГРУЗКА АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Примерно от 50 до 30% мощности передатчика рассеивается в нагрузке. Исходя из этого нагрузочный резистор должен обеспечивать такую мощность рассеивания. Крайне важно, чтобы он был безындукционным.

При конструировании передающих антенн Бевереджа можно использовать резисторы типа МЛТ-2 большого сопротивления 30-18 кОм, соединенных в параллель.

Конструктивно они располагаются как в кольцо, так и в линию рис. 8.192. При таком построении можно использовать только покраску такой нагрузки прочным лаком для защиты от атмосферных осадков. При попадании на нагрузку влаги, она высохнет или при работе антенны на передачу или днем — под солнцем и ветром. Желательно исключить прямое попадание дождя на такую нагрузку, т.к. разместить ее под крышей. Обычно для антенны Бевереджа используют нагрузку около 300-600 Ом. Точно установить волновое сопротивление антенны трудно и на практике можно сделать лишь изменением при этом КСВ антенны.

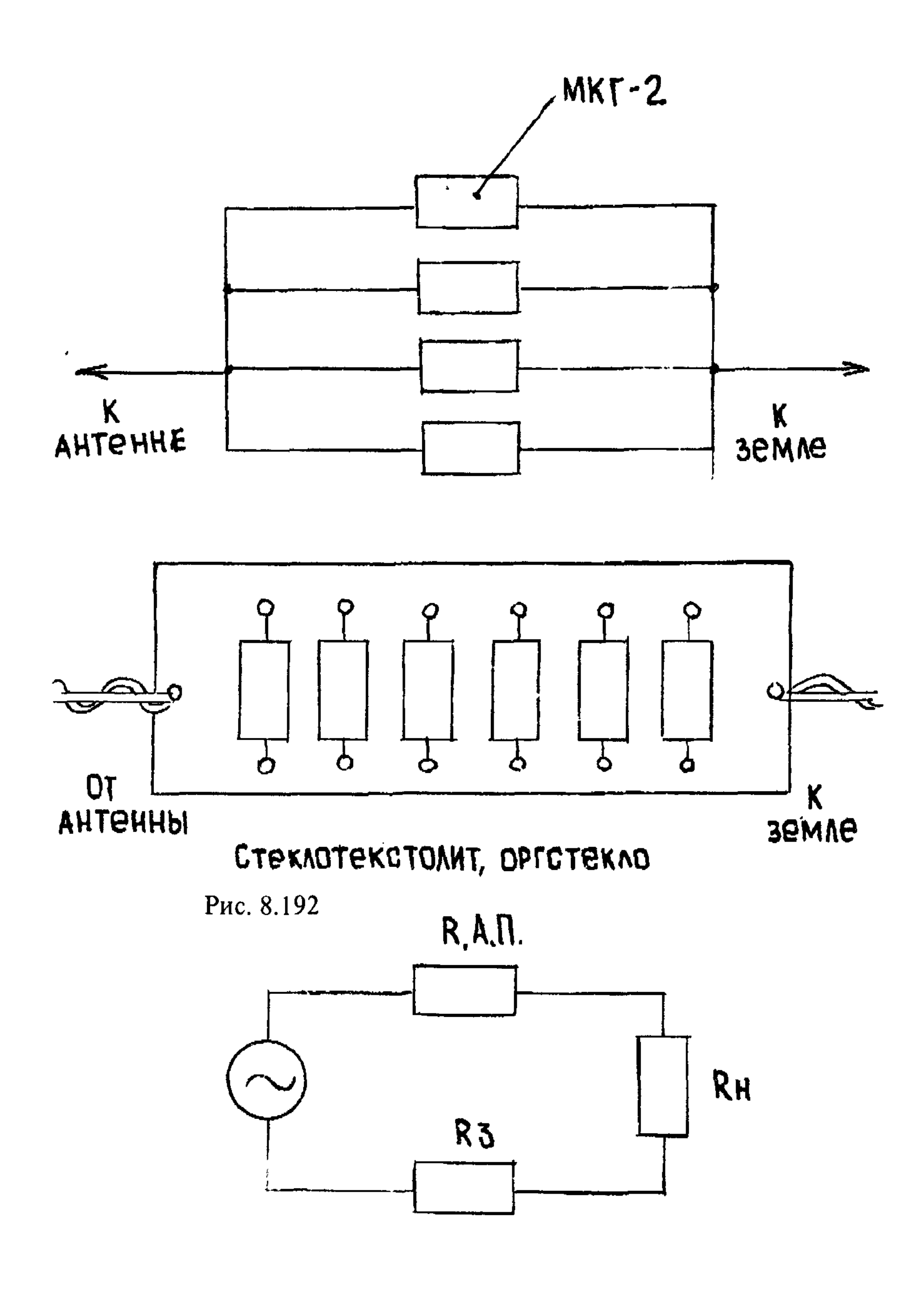


Рис. 8.192

Рис. 8.193

ДЛИНА АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Выше было сказано, что коэффициент усиления АБВ зависит от ее длины, но лучшие результаты получаются, когда длина антенны кратна нечетному количеству длин полуволн

$$l = n\frac{\lambda}{2}$$

где l — длина антенны;
n — целое, нечетное;
λ — рабочая длина волны радиостанции.

Для успешной работы длина антенны Бевереджа должна быть не менее длины волны, на которой работает передатчик.

КПД АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Коэффициент полезного действия определяет эффективность антенны к преобразователю энергии передатчика в энергию электромагнитной волны при передаче или наоборот. ВЧ мощность сигнала при приеме.

Рассмотрим КПД передающей антенны. Согласно теории взаимности параметры антенны одинаковы, работает она на прием или на передачу.

Рассмотрим, где происходят потери энергии.

Во-первых, это в R_H (рис. 8.193). Происходят потери на активном сопротивлении провода полотна, антенны $R_{АП}$ Происходят потери и в «земляном» проводе под полотном АБВ. Чем длинее антенна, тем интенсивнее излучение. Увеличить интенсивность излучения можно также подняв АБВ над землей. На основе этого КПД примерно можно определить про формуле

$$КПД = \frac{1}{R_H + R_{АП} + R_З} \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{H}{\lambda^3} \cdot K$$

где R_H — сопротивление нагрузки антенны;
$R_{АП}$ — активное сопротивление антенны;
$R_З$ — активное сопротивление земли;
l — длина антенны;
λ — рабочая длина волны антенны;
H — высота антенны;
K — коэффициент эффективности.

Приняв во внимание, что обычно $R_{АП}$ и $R_З$ по сравнению с R_H мало, а R_H равно волновому сопротивлению антенны R_W, то КПД будет равен:

$$КПД = \frac{1}{R_W} \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{H}{\lambda^3} \cdot K$$

Величина K зависит от многих параметров, в том числе от длины l и высоты H. В общем случае радиолюбителями задача нахождения может быть решена лишь качественно.

КПД антенны на рис. 8.189 можно также определить по выведенной здесь формуле. Для получения высокого КПД АБВ используют их параллельное включение. Располагают их при этом тоже параллельно (рис. 8.194). Цифрой 1 обозначено согласующее устройство антенны. При расположении антенны так, как показано на рис. 8.195 происходит и сложение их ДН соответственно в горизонтальной или вертикальной плоскости.

Для справки КПД антенны Бевереджа длиной в одну волну с высотой подвеса около 0,005 длины волны не превышает 10%. Увеличение длины антенны до 6 длин волны повышает КПД примерно до 40%, затем рост КПД замедляется (рис. 8.196).

ИЗМЕНЕНИЕ ДН АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Одним из главных недостатков АБВ является то, что ее ДН фиксирована, некоторые радиолюбители советуют сделать отключаемую нагрузку. Действительно, при отключении нагрузки в антенне установится режим стоячей волны. В этом режиме отраженная волна будет почти равна прямой и ДН антенны примет вид «восьмерки» рис. 8.197. Однако, при отключении нагрузки режим работы антенны

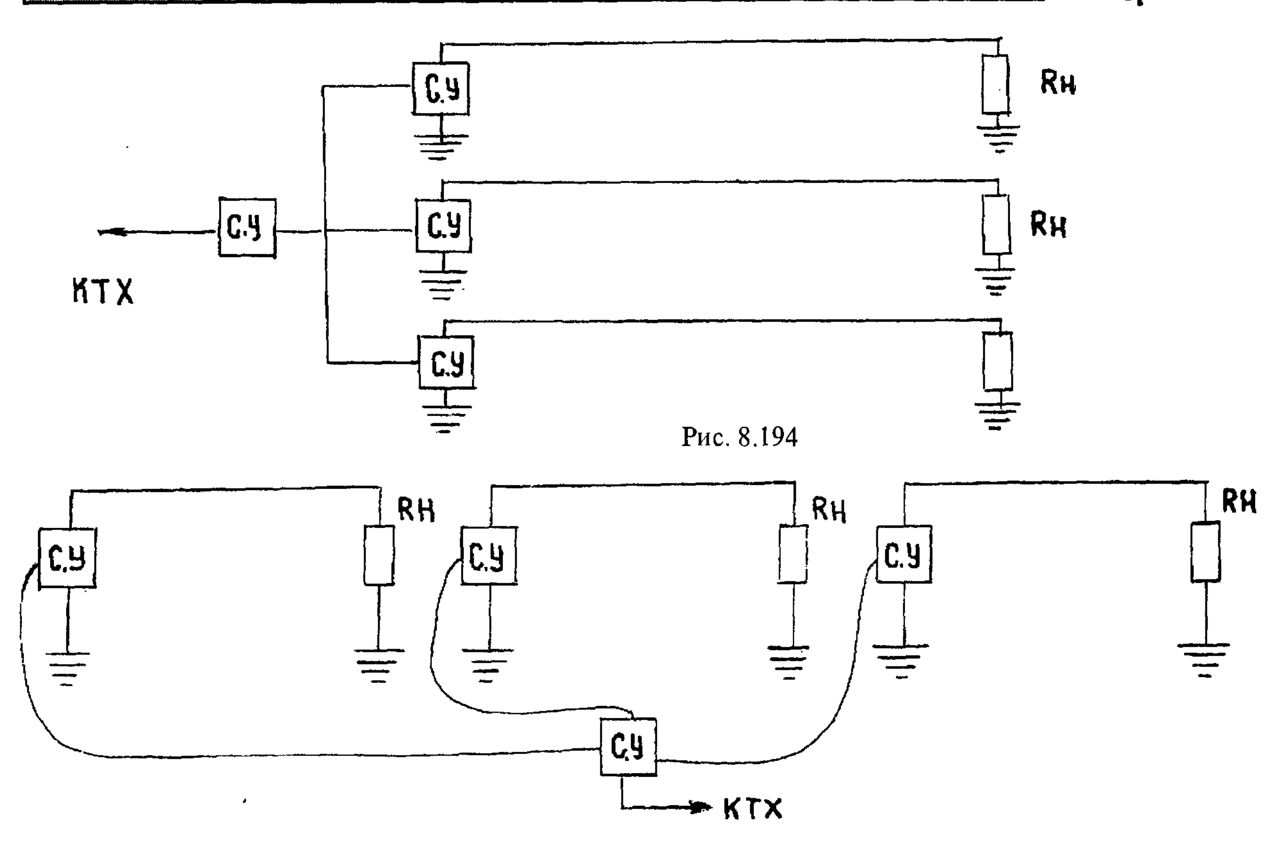


Рис. 8.194

Рис. 8.195

Бевереджа меняется коренным образом. Ее сопротивление уже не равно 600 Ом в диапазоне частот от 1,8 до 30 МГц, а может принимать в этом диапазоне частот абсолютно разное значение, от долей Ом до десятков килоом. Естественно, что простой трансформатор 75/600 Ом, используемый для классической антенны Бевереджа при отключенной нагрузке использоваться не может. Подбором длины можно найти компромиссный вариант антенны, которая будет работать в кратных любительских диапазонах — 80-40-20-10м, но при этом антенна не будет согласоваться в WARC-диапазонах и на 160 метров.

Отраженная волна, вызванная отключением нагрузки, иногда приводит к возбуждению трансивера, заставляет микрофон и ключ «жечься». Лучший вариант питания такой антенны подключение ее непосредственно к П-контуру усилителя мощности, но это не всегда возможно.

Был опробован вариант антенны Бевереджа с двумя трансформаторами рис. 8.198.

Работа антенны понятна из рисунка. При подаче постоянного напряжения по кабелю реле срабатывает и переключают нагрузку и питание. При отключении постоянного напряжения реле возвращаются в свое прежнее положение и диаграмма направленности меняется на 180 град. Было использовано реле типа РМУГ. В качестве нагрузки 75 Ом использованы параллельно включенные резисторы типа МЛТ-2, набранные до этого номинала.

Конструкция трансформатора показана на рис.8.199. Такая антенна имела КСВ не более 1,8 во всем диапазоне частот от 1,8 до 13 МГц. Питалась она через коаксиал 75 Ом.

При переключении направления излучения RS, получаемое мной, отличались от 1-2- баллов на НЧ до 6 баллов на ВЧ диапазонах. Встречаются рекомендации по установке круглой антенны Бевереджа. В этом случае диаграмма направленности такой антенны — круг рис. 8.205. Она может работать в широком диапазоне частот, но коэффициент усиления ее будет меньше, чем у диполя при его работе на этом же диапазоне.

Однако такой вариант АБВ можно попробовать, особенно когда ест ь проблемы с установкой чего-то более сложного.

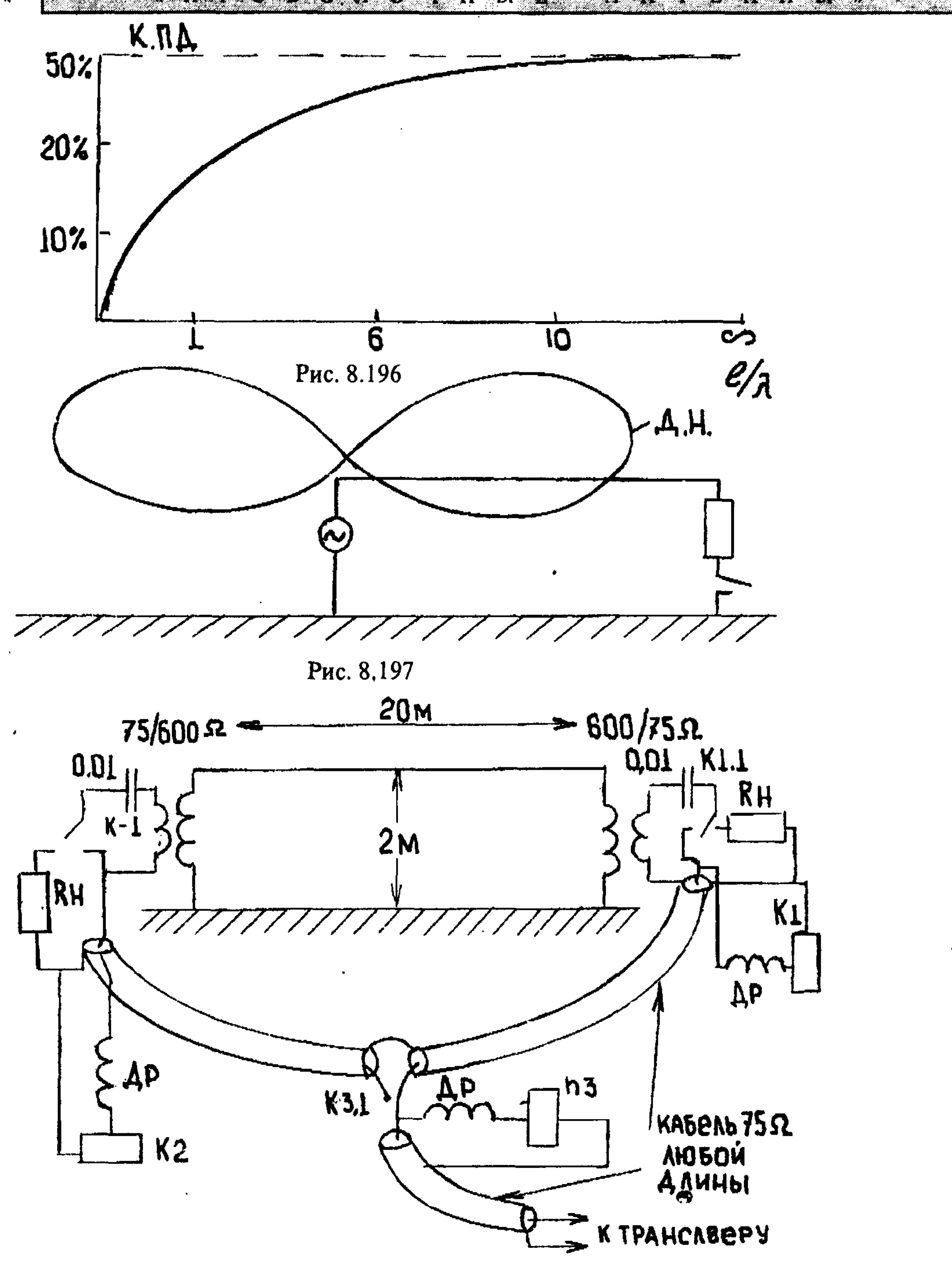


Рис. 8.196

Рис. 8,197

Рис. 8.198

ПРАКТИЧЕСКОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ СТОРОН НАГРУЗКИ И ПИТАНИЯ АБВ

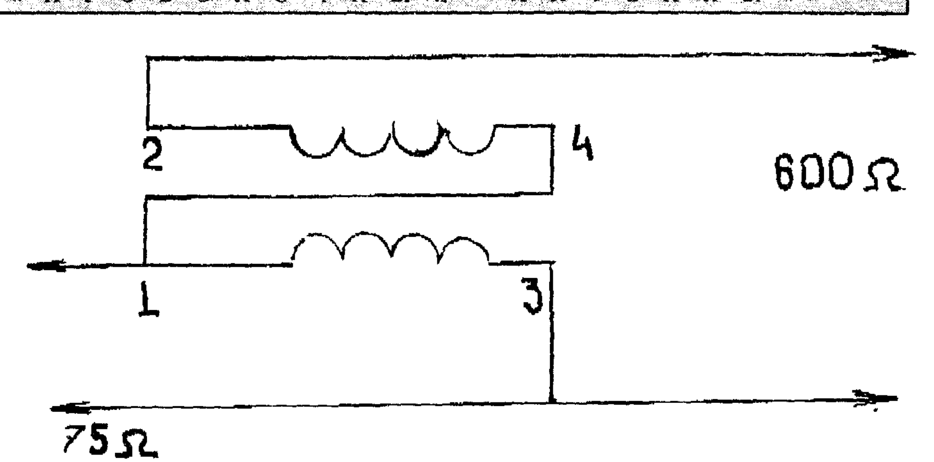
Для уменьшения КСВ и устранения влияния земли сторону нагрузки и питания обычно выполняют с помощью плавного перехода рис. 8.200. При этом $l_1 = l_2$ и равны $n{\cdot}h$, где n равно 1...3. Если такой вариант выполнения антенны затруднен, можно выполнить другую антенну по рис. 8.201.

При таком выполнении удобно защищать как нагрузку, так и трансформатор 75/600 Ом, если используется коаксиал для питания.

Очень хорошо работает вариант показанный на рис. 8.202. Он также очень прост в исполнении. Если возникают трудности с конструктивным выполнением антенны по рис. 8.200-8.202 можно выполнить антенну как показано на рис. 8.203. Нагрузку и питание лучше всего подключить в середине мачт.

Из предложенных четырех вариантов выполнения антенны, вариант на рис. 8.200 наиболее предпочтителен. Здесь наименьшее влияние и наилучшее согласование с нагрузкой и питанием.

В варианте на рис. 8.201 проявляется большее влияние земли на нагрузку и трансформатор и возможна утечка ВЧ энергии за счет емкостных токов.



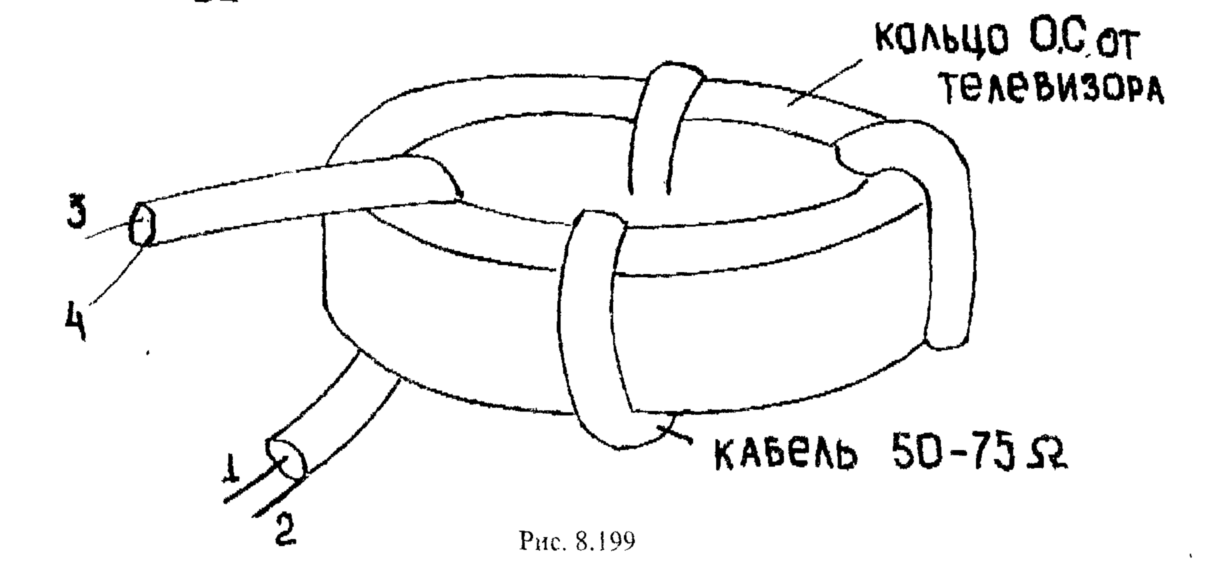


Рис. 8.199

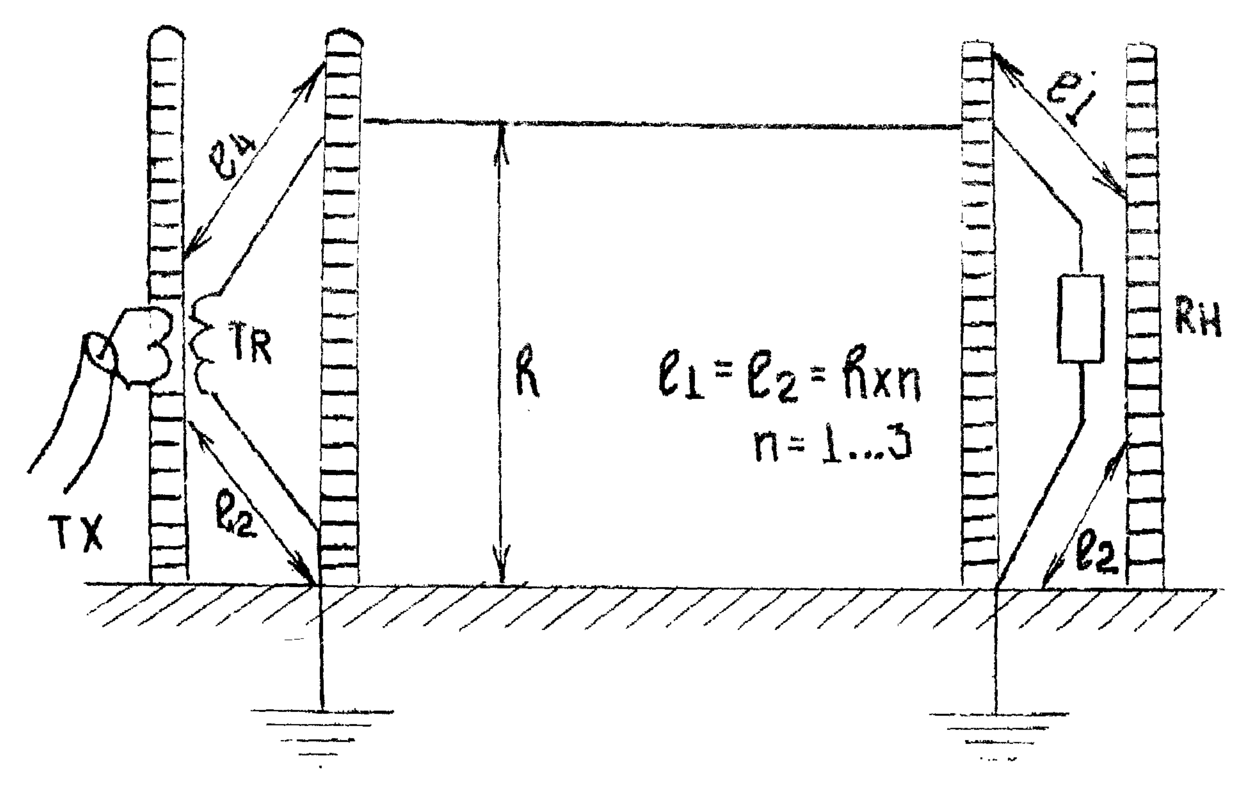


Рис. 8.200

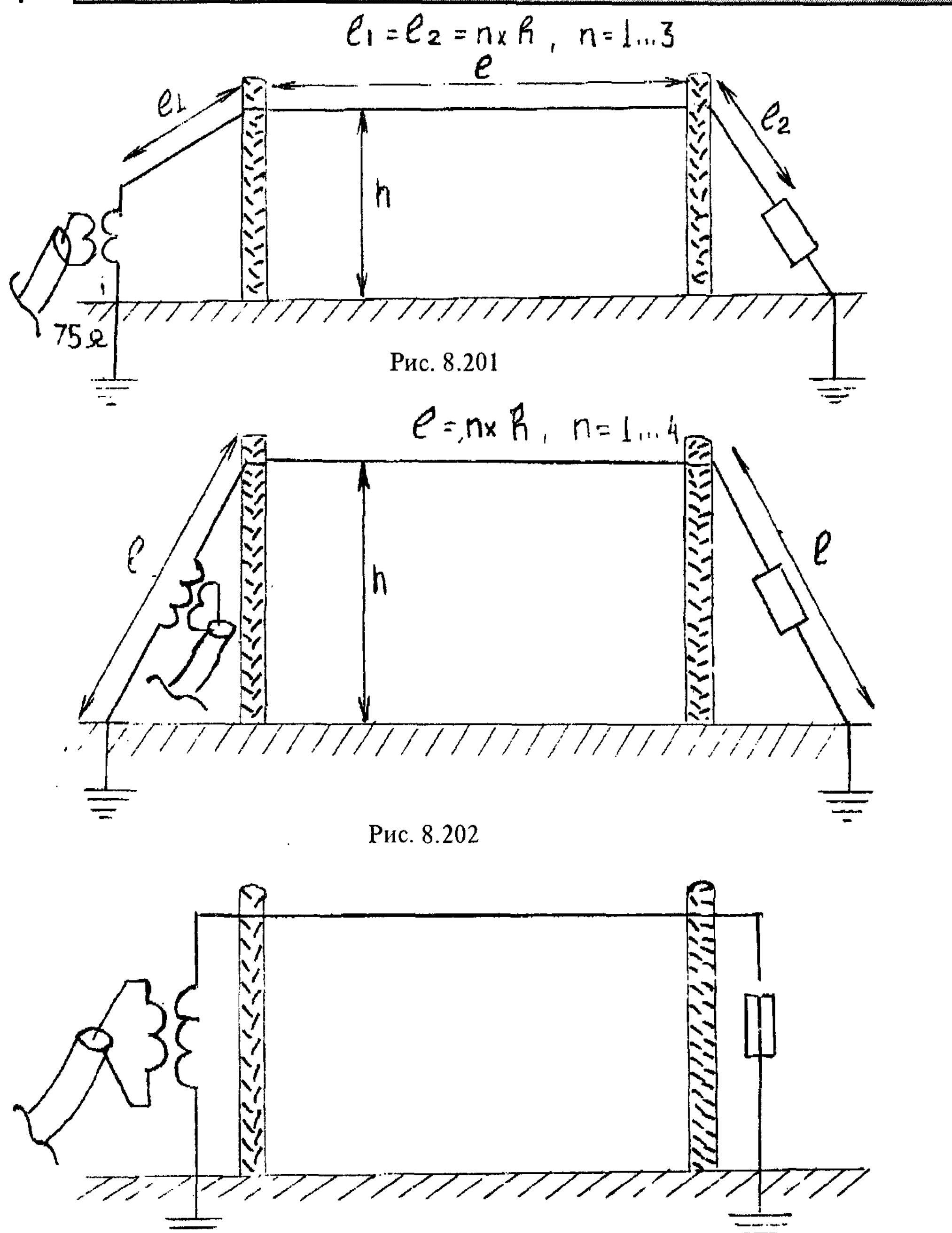


Рис. 8.201

Рис. 8.202

Рис. 8.203

Вариант выполнения на рис. 8.202 предпочтительнее, чем на рис. 8.203, хотя оба этих варианта выполнения уступают первым двум.

Но на практике радиолюбитель может выполнить АБВ, так как ему будет угодно. Разница в работе всех этих вариантов невелика, и част о может быть обнаружена лишь с помощью приборов и методов, которые радиолюбителями не используются и носят лишь чисто теоретический характер.

УПРОЩЕННАЯ АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДН

При наличии достаточного количества открытой линии или КАТВ, или даже двухпроводной линии типа «лапша» можно сделать упрощенное переключение ДН «вперед-назад».

Схема антенны для этого приведена на рис. 8.204. Но при таком выполнении антенны возникает ряд проблем, связанных с тем, что открытая линия должна быть приподнята над землей. Возрастает затухание антенны и уменьшается ее КПД. Но если антенна используется на прием, такое ее построение вполне приемлемо.

Для переключения направления ДН в этом случаеб можно использовать даже обыкновенный тумблер.

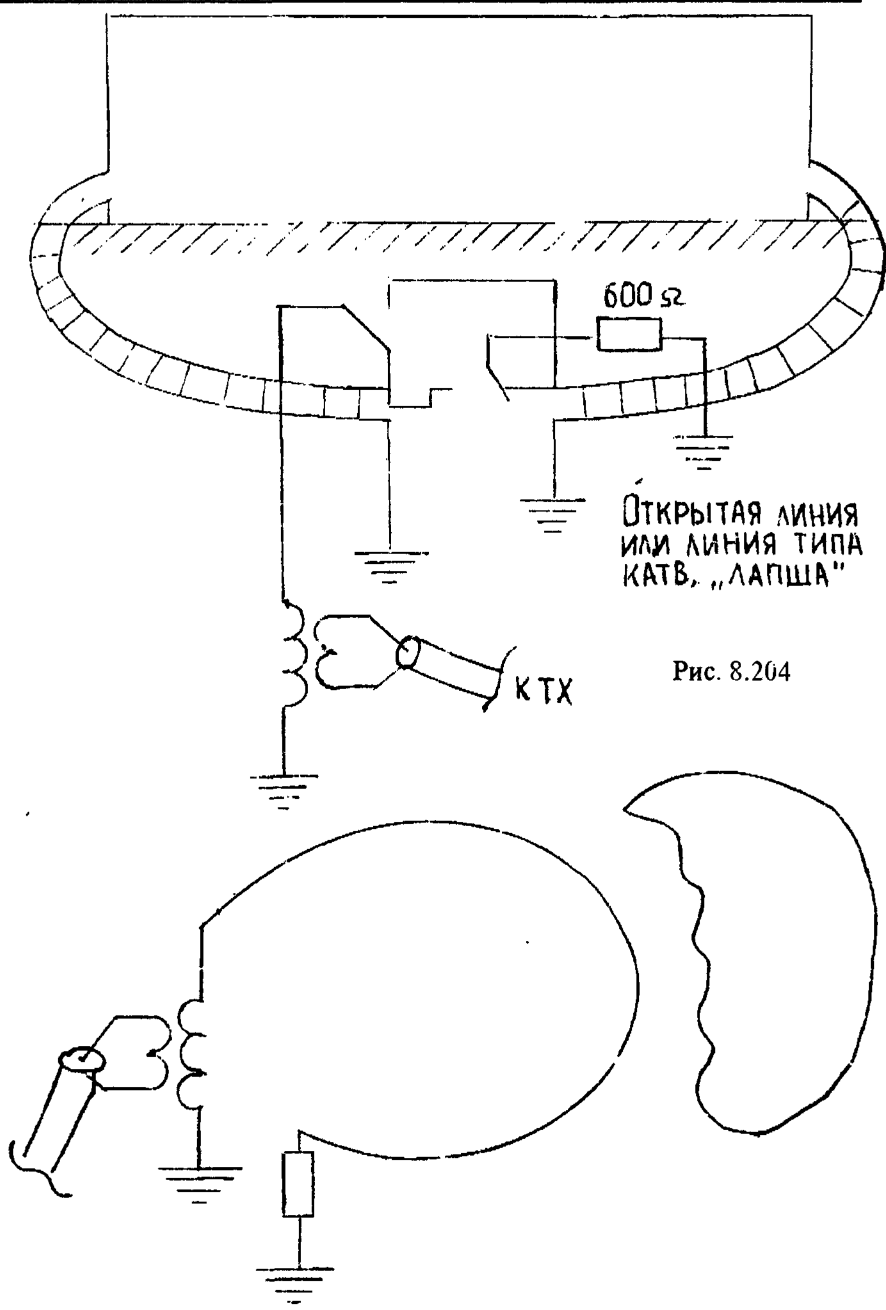


Рис. 8.204

Рис. 8.205

УСТАНОВКА АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Для успешной работы АБВ впрочем как и антенны других типов, должна быть правильно установлена относительно посторонних предметов. Конечно, идеальная установка, это когда рядом нет никаких проводящих предметов. Однако на практике такое встречается редко.

Во всяком случае следует стремиться, чтобы не было проводящих предметов в главном и если возможно, в заднем лепестке. Так как АБВ излучает вертикально поляризованную волну следует обратить внимание на вертикальные проводящие предметы. Очень хороший вариант — установка на крыше дома, когда в главном лепестке ДН лежит свободное пространство рис. 8.206.

Если в главном лепестке АБВ окажется дом, антенна и т.д., то следует ожидать TVI в этом доме, перегрузки потребителя этой антенны Вашим сигналом или, если эта антенна передающая, то перегрузка будет происходить в Вашем приемнике.

Часто на крыше проходят провода радиосети и телефона, которые будут скорей всего параллельны Вашей АБВ. Они будут восприниматься как «земля» и в них будут наводиться значительные токи, которые могут привести к помехе многопрограммному вещанию и возможно телефонной связи. Для устранения этого эффекта достаточно проложить экранирующий провод рядом с этими проводами. Во всех случаях на столбиках были свободные «рожки» для его установки. Провод следует заземлить, можно

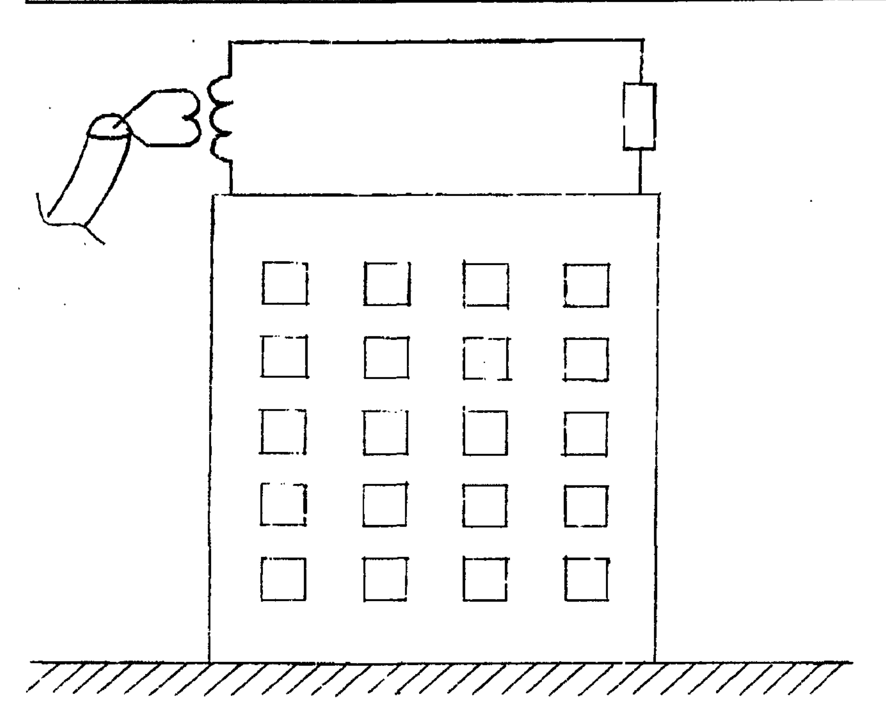


Рис. 8.206

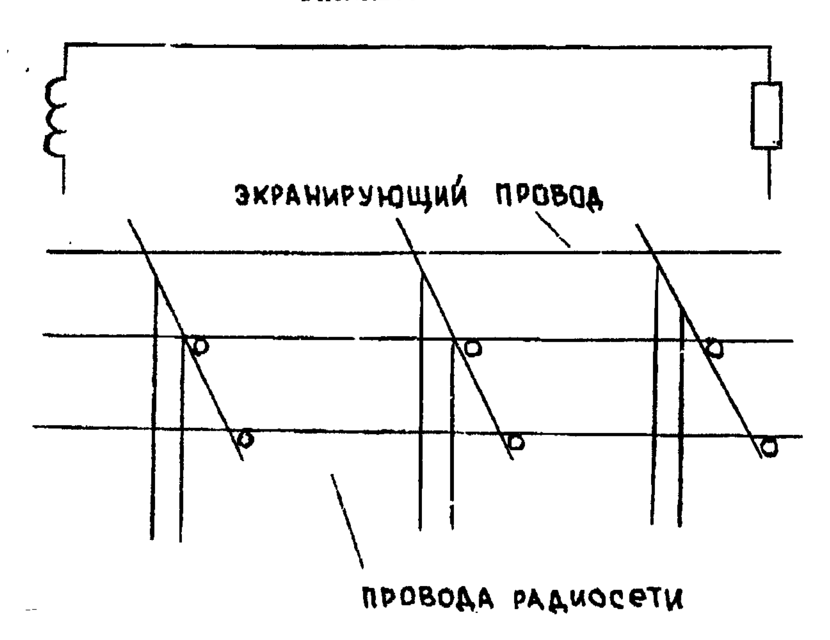


Рис. 8.207

очень качественно, возле каждой из мачт рис. 8.207. Провод должен быть ближе к антенне, чем провода, в которых наводится помеха. В тяжелых случаях может потребоваться установка нескольких таких проводов на расстоянии 20-50 см друг от друга. рис. 8.208.

Вы можете на опыте качественно определить какой силы ток протекает в таком экранирующем проводе. Для этого включите в него лампочку на 6,3 х 0,26 А или подобную ей и уже при 100 Вт подводимых к антенне Вы увидите как светится лампочка. Если теперь Вы проложите такой провод с лампочкой за экранирующими проводами, то увидите, что лампочка светится значительно слабее или не светится совсем .

Вообще же антенна Бевереджа является самой неприхотливой антенной. Если смириться с TVI и с наводками на длинные провода , то уже чистое пространство в радиусе около 1 -2 м относительно полотна антенны обеспечит ее работу. АБВ может быть установлена под диполем, рядом со штырем. Ни одна из соседних антенн не мешает ей, так же как следует отнести к ее преимуществам над остальными антеннами, для которых неправильная установка ведет к значительному ухудшению их работоспособности.

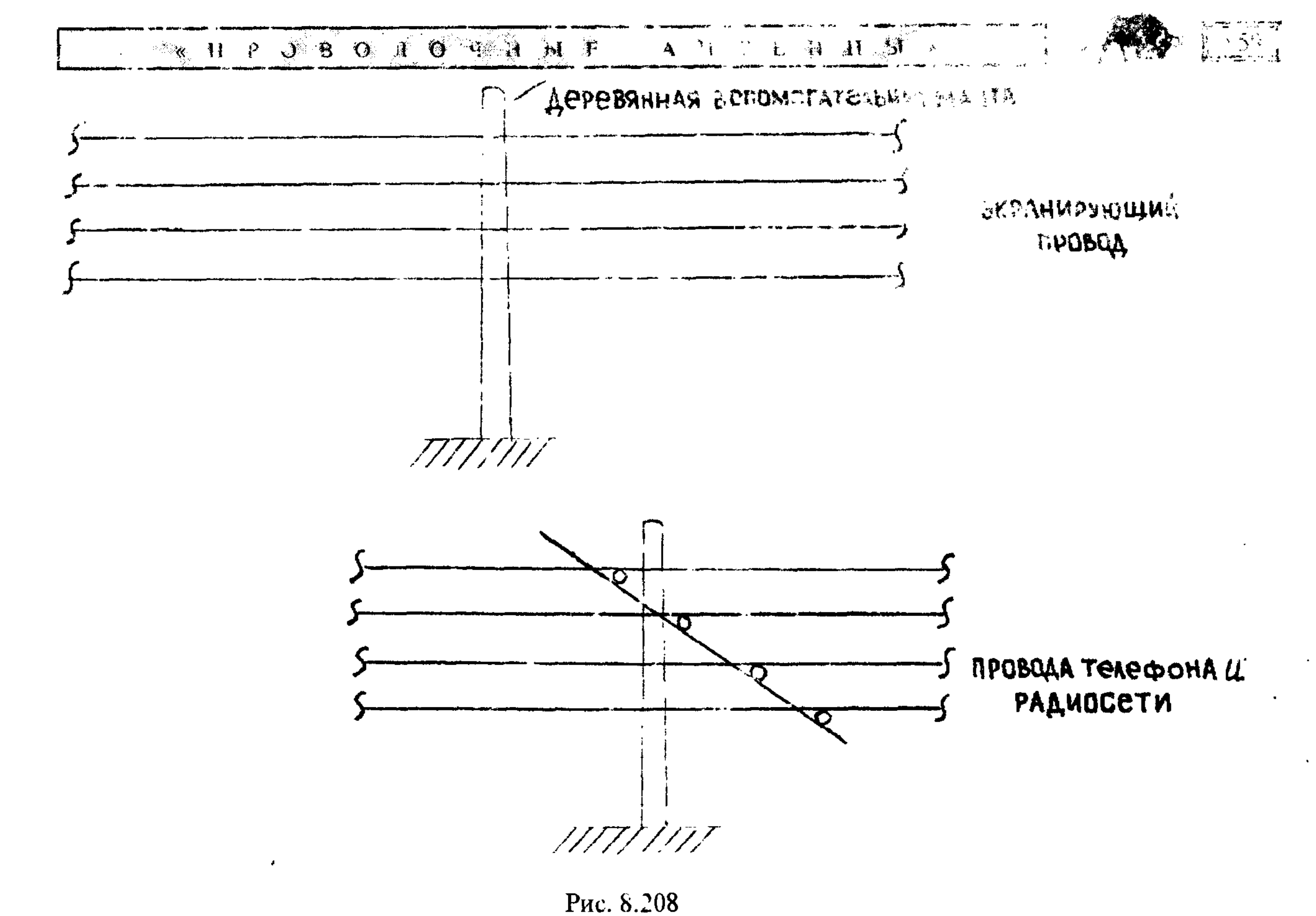


Рис. 8.208

ГРОЗОЗАЩИТА АНТЕННЫ БЕВЕРЕДЖА

Нет более безопасной в грозовом отношении антенны, чем антенна Бевереджа. Полотно ее заземлено с двух сторон, так что даже прямое попадание молнии в нее не приведет к поражению оператора и разрушению радиоаппаратуры. АБВ обычно расположена ниже других проводящих предметов, чем обеспечивается ее дополнительная защита от грозы. АБВ не накапливает статику, что особенно заметно при приеме перед грозой, на нее можно работать даже во время грозы, не опасаясь поражения.

Так как АБВ эффективно принимает волны с вертикальной поляризацией, а молния как раз и излучает их, то АБВ можно использовать как индикатор грозы. Для этого можно подключить к коаксиалу идущему от нее светодиод. При приближении грозы он начинает светиться в так с ударами молнии. Подключение же такого светодиода к другой антенне диполю или штырю - часто вызывает выход светодиода из строя

ВЫВОДЫ

1. Входное сопротивление АБВ мало меняется при подвесе от 1 до 10 метров.
2. Чем длинее АБВ, тем выше ее коэффициент усиления
3. Антенна Бевереджа принимает вертикально поляризованную волну, приходящую под малыми углами к горизонту.
4. В качестве «земли» для АБВ лучше использовать один или несколько проводов, проложенных под ней.
5. Опасность приема шумового источника АБВ с плохой «землей».
6. В качестве «земли» можно использовать четвертьволновые противовесы.
7. КПД антенны зависит от числа таких противовесов. Чем их больше, тем лучше.
8. Нагрузку следует выполнять так, чтобы она могла выдержать не менее 50% мощности, которую. отдает передатчик.
9. Следует предохранять нагрузку от воздействия на нее осадков.
10. Длина АБВ должна быть не менее длины волны, на которой работает эта антенна.

11. КПД антенны Бевереджа зависит от ее длины, высоты подвеса, качества «земли» и качества выполнения самой антенны
12. При изменении ДН «вперед-назад» не делайте это отключением нагрузки. В лучшем случае Вы добьетесь этим только повышения TVI.
13. Конструктивное выполнение сторон нагрузки и питания АБВ.
14. Приемная антенна Бевереджа с переключаемой диаграммой направленности.
15. Следует располагать АБВ, чтобы в лепестках ее ДН не было посторонних предметов.
16. Необходимо принимать меры против наводок в длинных проводах, параллельных АБВ.
17. Антенна Бевереджа — самая неприхотливая антенна.
18. Антенна Бевереджа позволяет работать даже во время грозы без опасности поражения.

АНТЕННА DDRR ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

Антенна DDRR стала известна радиолюбителям после статьи исследователя J. M. Bouer в январском номере журнала «Electronics» в 1963 году. Именно он дал название этой антенны — ненаправленный круговой излучатель или аббревиатура — DDRR. Но как здесь будет показано позже, это название не совсем корректно. Первоначально эта антенна использовалась в профессиональной морской связи на очень низких частотах, и только начиная с 70-х годов в радиолюбительской зарубежной литературе начали появляться практические конструкции DDRR для любительских диапазонов. Тогда эта антенна и начала завоевывать свою популярность среди зарубежных радиолюбителей. Действительно, антенна DDRR имела некоторые преимущества перед другими. Во-первых, ее малая высота и размеры позволяли размещать ее как на крыше автомобиля для передвижной связи, так и на крышах небольших домов и даже балконов. В этом случае антенна была практически незаметна с улицы и позволяла избежать трения с соседями радиолюбителями

Использовали ее и операторы вещательных пиратских станций, хотя антенна DDRR имеет узкую полосу пропускания, ее согласование с передатчиком можно легко регулировать в широкой полосе частот. То, что она имеет частотную избирательность, дополнительно улучшает селективные свойства приемника. Антенна DDRR заземлена и отсюда следует, что она является одной из самых безопасных при работе в грозу, мало подвержена статическим помехам. В этом она аналогична магнитным рамочным антеннам.

Пожалуй, главный ее недостаток — это низкий КПД, но здесь будут рассмотрены пути его повышения.

У нас антенна DDRR распространения не получила, хотя по моим сведениям, первая публикация о ней в специальной литературе в СССР была в конце 40 годов. Понятно, что использование малозаметных антенн для радиосвязи еще совсем недавно не поощрялось и публикации о них не пропускались в общедоступную литературу, например, из всех советских изданий самой известной в СССР книги К. Ротхамеля «Антенны» были убраны антенны DDRR, и только в книге З.Беньковского, изданной в СССР в 1983 году, появились первые открытые для радиолюбителей сведения об этой антенне. Эпизодически в СССР такие антенны использовались на объектах передвижной связи. Сейчас же возникли все предпосылки для использования их радиолюбителями СНГ. Это развитие гражданской передвижной связи на 27 МГц и возможное скорее размещение использования для этого радиолюбительских диапазонов. Дефицит места для постановки антенны в городе уже приводит радиолюбителей к мысли «О чем-то малогабаритном»

КЛАСС АНТЕНН

Как уже отмечалось, название антенны не соответствует ее физической сути и отражает только ее внешний вид рис. 8.209. Это провод длиной *l*, равной примерно 0,25 длины волны, размещенный на высоте около 0,01 длины волны над экраном. За счет чего же происходит излучение? Есть несколько теоретических моделей DDRR. Первая — это четвертьволновый резонатор, и излучение происходит за счет его открытости. Вторая модель — это открытая четвертьволновая резонансная рамка над проводящим экраном. Третья — это вертикальная штыревая антенна высотой с согласующей горизонтальной частью. Наиболее верно теория описывает именно третью модель, хотя некоторые частные моменты теоретически точнее получаются при математическом описании первых двух. Но для радиолюбительской практики будем рассматривать именно третью модель, т.к. только она позволит четко объяснить большинство «темных» сторон DDRR.

DDRR — ВЕРТИКАЛЬНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ

Итак, как ни странно, DDRR относится к вертикальным антеннам. Здесь короткий штырь высотой H согласован с кабелем и средой с помощью горизонтальной части L (рис. 8.210). Токи, протекающие в штыре, не компенсируются токами, протекающими в «земле» и излучает именно вертикальная часть. Токи же в горизонтальной части компенсируются зеркальными токами в «земле», и горизонтальная часть не излучает. С помощью конденсатора настраивают антенну в резонанс. Следует заметить, что ток через конденсатор находится в противофазе с током в вертикальной излучающей части антенны, и результатом этого будет уменьшение излучения антенны. Отсюда стремиться к тому, чтобы настроечный конденсатор был минимально возможной емкости. В этом случае компенсация излучения будет небольшой рис. 8.211. На практике можно считать, что длина горизонтальной части уменьшит КПД DDRR.

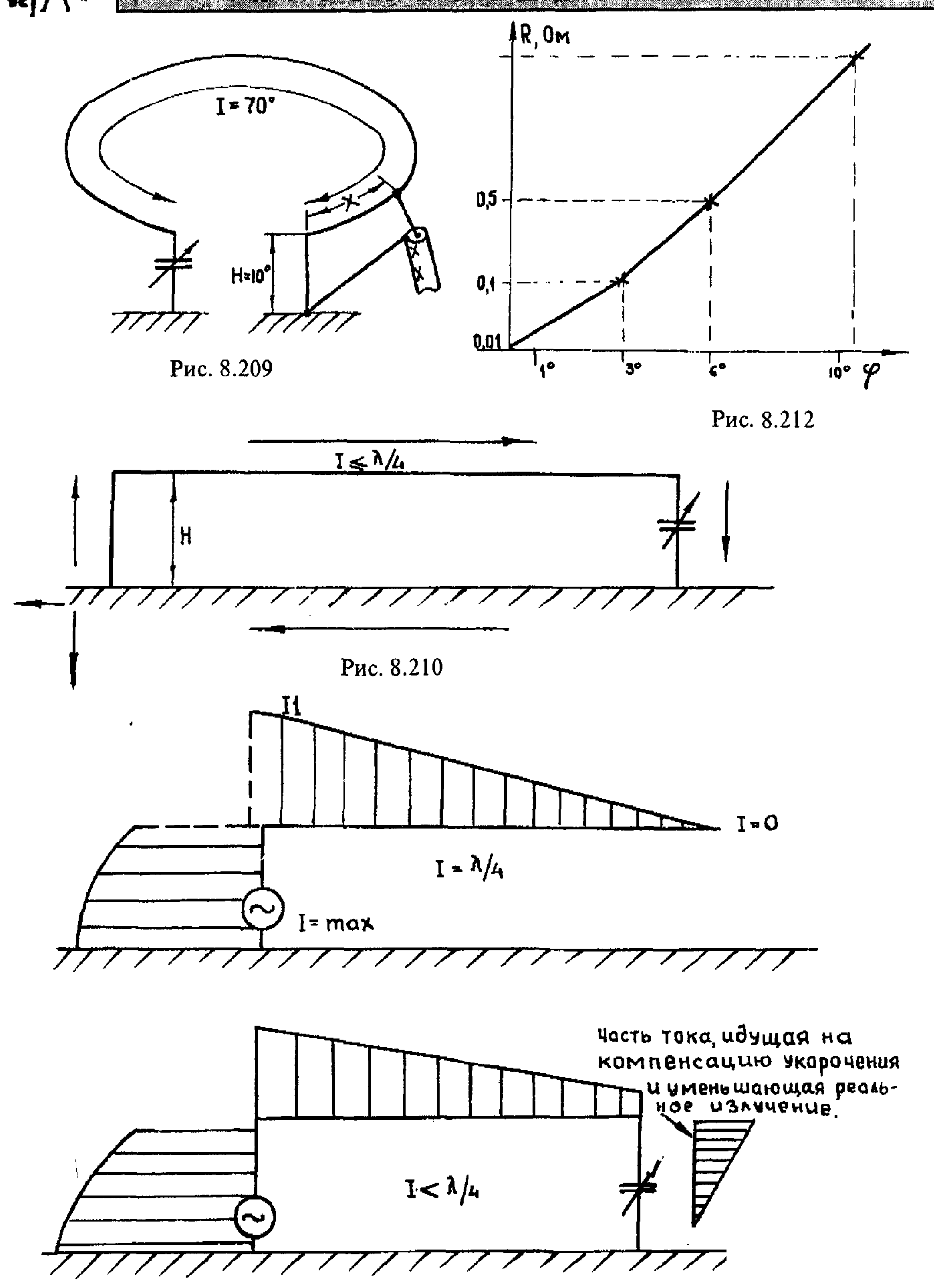


Рис. 8.209

Рис. 8.212

Рис. 8.210

Рис. 8.211

Из теории известно, что короткий вертикальный вибратор излучает вертикально поляризованную волну под большим углом к горизонту и лишь малую ее часть под малым. Следовательно, DDRR максимально пригодна для проведения ближних связей.

Если обратиться к доступным для радиолюбителей источникам коротких штырей высотой от 1 до 10 градусов лежит в пределах 0,01, 0,1 Ом. Следует заметить, что высота очень коротких штырей выражается в градусах, т.к. это удобно для расчетов. Выражение их высоты в длинах волн из-за своих малых значений, менее наглядно. Из рис. 8.212 понятен перевод длины волны в градусы и обратно. Сопротивление излучения четвертьволнового вибратор, подвешенного над землей на сверхмалой высоте и, также примерно с точностью ±30% совпадает с сопротивлением штыря аналогичной высоты. Следует заметить, что расчет сопротивлений таких коротких и низких антенн не простое дело, которое зависит и от методики расчета и от средств измерения, если активное сопротивление излучения измеряется практически. Поэтому в других источниках можно найти иные значения сопротивления как для

вертикальной, так и для горизонтальной части, хотя они и будут отличаться от приведенного здесь графика не сильно. Значения реактивностей для таких коротких антенн будет весьма велики — тысячи Ом. Отсюда можно сделать вывод, что согласование малых сопротивлений излучения штыря и горизонтальной согласующей части и компенсация больших реактивностей без настройки этой антенны в резонанс невозможно. Ведь только в антенне, настроенной в резонанс, происходит компенсация и сведение при этом до нуля или малых величин реактивностей и «выделение» активной составляющей сопротивления излучения.

ПИТАНИЕ DDRR

Правильное питание DDRR остается главной проблемой. Для нахождения точек присоединения коаксиального кабеля придется на время принять, что DDRR — это четвертьволновый резонатор на длинной линии.

Линия, из которой состоит DDRR, имеет свое волновое сопротивление Z_W, которое можно рассчитать по известным формулам:

$$Z_W = 138 \log \frac{2H}{D}$$

где H — высота подвеса DDRR над землей;
D — диаметр полотна антенны.

Расчет по этой формуле дает достаточно точное для практики значение волнового сопротивления.

В табл. 8-19 (обозначения в таблице согласно рис. 8.213) приведены значения для наиболее распространенных исполнений DDRR. Можно найти значение сопротивления четвертьволновой разомкнутой линии.

$$Z_0 = \frac{Z_W^2}{R_П}$$

где Z_0 — сопротивление открытой линии на разомкнутом конце;
Z_W — волновое сопротивление линии;
$R_п$ – сопротивление потерь.

ТАБЛИЦА 8-19

H, м	0,25	0,5	0,75	1	1,5	2	–
Ø 1 см	236	276	300	311	340	360	W
Ø 2 см	190	311	260	276	300	317	W
Ø 4 см	152	190	220	236	260	276	W

Как видно из рис. 8.214, значение сопротивления разомкнутой четвертьволновой линии максимально на ее разомкнутом конце и равно нулю на короткозамкнутом. На этой длине можно найти любую точку, где активное сопротивление меняется от 0 до Z_0.

Видно, что антенна DDRR является одной из самых неприхотливых в питании. Ее можно питать по любому коаксиальному кабелю — 50-75 Ом или с помощью двухпроводной линии 300- 600 Ом.

Но разберем, из чего же состоит сопротивление потерь, без которого невозможно определить Z_0. Оно состоит из суммы сопротивлений излучения вертикальной $R_в$ и горизонтальной $R_г$ части и суммы их активных сопротивлений для токов высокой частоты. Данные для значения сопротивления переменному току частотой 7 МГц — средняя частота любительских диапазонов — полированной трубки длиной 10 метров и диаметром 1 см приведены в табл.8.20. Из этой таблицы и из рис. 8.212 можно примерно определить сопротивление потерь. Найдя отсюда сопротивление разомкнутого края открытой линии, можно определить значение сопротивления любой точки антенны DDRR из известной формулы

$$R_X = \frac{Z_0^2 \sin^2 \varphi}{R_П}$$

где R_X — сопротивление в точке X (рис. 8.209, рис. 8.214;
Z_0 — сопротивление на разомкнутой части антенны;
φ — угол в градусах, значение которого понятно из рис. 8.212;

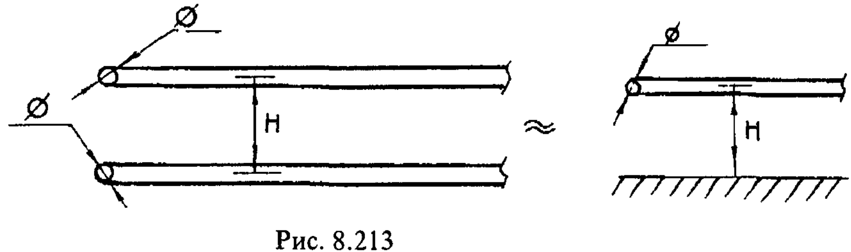


Рис. 8.213

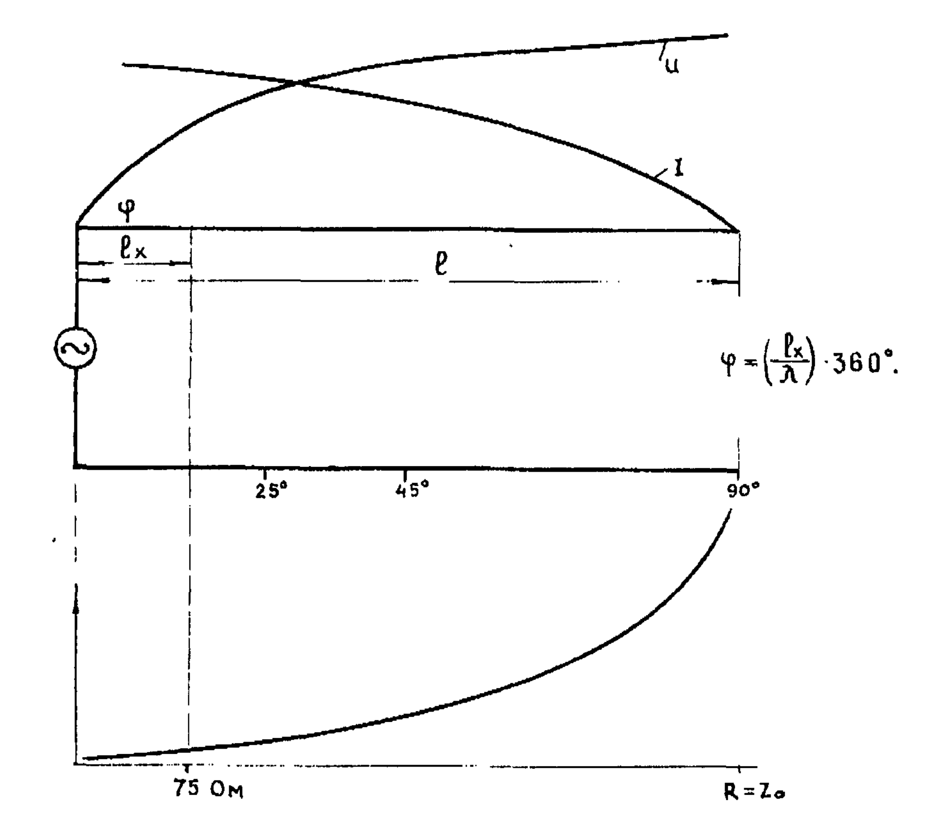


Рис. 8.214

$R_П$ — значение суммарных сопротивлений потерь – на излучение и омических потерь;
или

$$sin\varphi = \frac{\sqrt{R_X \cdot R_П}}{Z_0}$$

ТАБЛИЦА 8-20

F = 7 МГц	Медь	Алюминий	Железо
R, Ом	0,25	0,34	≥ 0,6

Если Вы рассчитаете точки питания для вашей конкретной линии передачи, будь то коаксиальный кабель 50-75 Ом или двухпроводная линия, Вы все равно будете нуждаться в небольшой подстройке точке питания. Это связано с тем, что теоретическое определение точек питания DDRR связано с оперированием данными, которые в любительских условиях могут быть определены лишь приблизительно, хотя расчет по предложенной здесь методике дает очень неплохие приближенные к практическим результаты.

На практике для нахождения точек питания, необходимо, отступив от края перегиба антенны на 1-2 см и надежно присоединив кабель питания хомутом, измерить значения КСВ антенн в зависимости от положения точки питаний Конденсатор должен быть установлен первоначально в среднее положение и его необходимо настраивать по минимуму КСВ для каждой точки. Должна получиться картина КСВ, показанная на рис. 8.215. В точке минимума КСВ необходимо еще раз с помощью хомута и КПЕ добиться

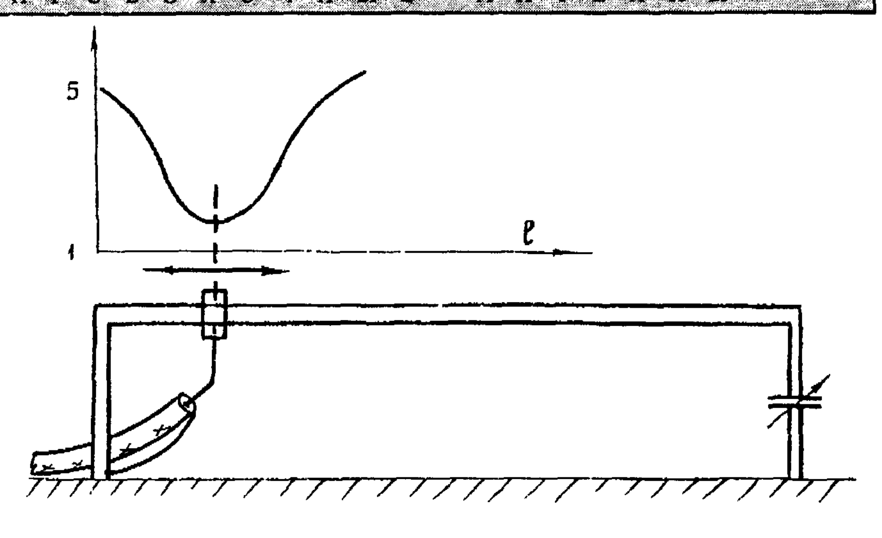


Рис. 8.215

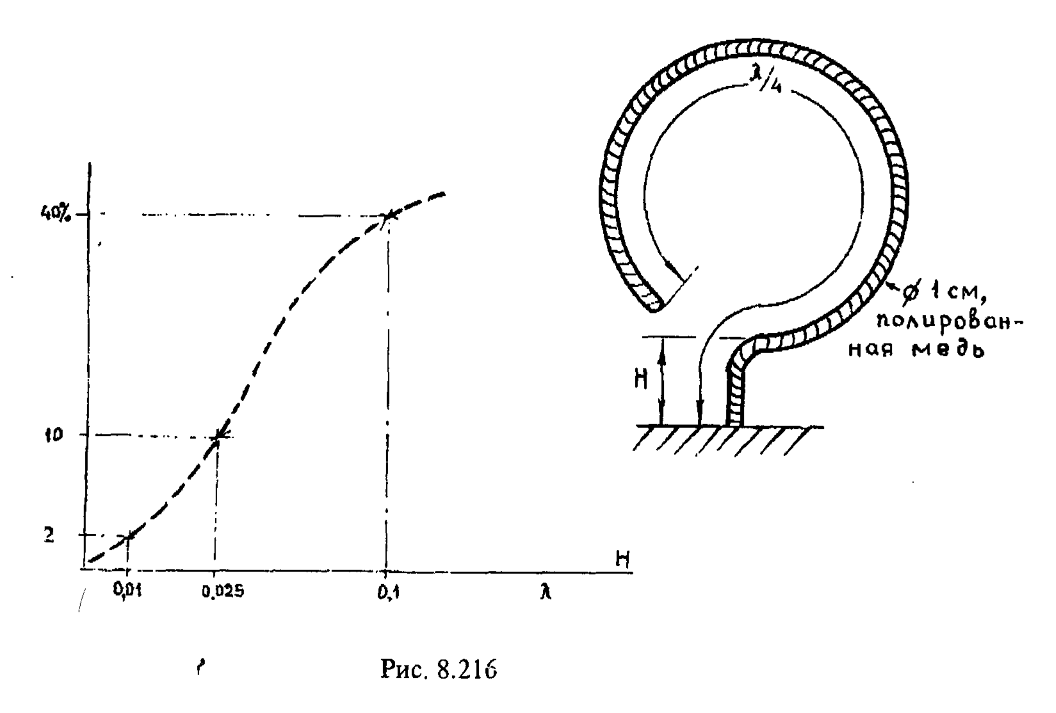


Рис. 8.216

минимального КСВ. Измерение следует проводить в середине любительского диапазона. Но при этом полезно проверить, обеспечит ли изменение емкости подстроечного конденсатора в оптимальной точке согласования работу антенны в желаемом диапазоне частот. Если перестройка конденсатора может перекрывать любительский диапазон с большим запасом, то необходимо уменьшить емкость конденсатора и снова подобрать точку питания. Чем меньше емкость будет на конце, тем больше будет КПД антенны. Возможно для этого придется удлинить горизонтальную часть антенны и повторить настройку с самого начала. Если же окажется, что емкостью конденсатора не удается добиться резонанса в верхнем диапазоне частот работы, то придется ее укоротить, или если это затруднительно, подключить конденсатор на расстоянии нескольких градусов от открытого конца антенны. В этом случае будет резонировать участок от точки заземления до точки подключения конденсатора. А оставшаяся часть резонанса будет играть роль емкости.

КПД DDRR

Коэффициент полезного действия DDRR можно определить как

$$КПД = \frac{R_A}{R_A + R_П}$$

где R_A — сопротивление излучения антенны, равное сумме сопротивлений излучения как горизонтальной, так и вертикальной части.

R_G — сопротивление омических потерь во всех частях антенны.

На рис. 8.216 приведены рассчитанный мной КПД для антенны, выполненной из медной трубки диаметром 1 см длиной в четверть волны над идеально проводящей поверхностью. Как видно из него, КПД такой антенны не так уж и плох. Из графика также понятно, что нет смысла делать антенну ниже, чем 0,01 длины волны из-за ее низкого КПД и выше 0,1 длины волны из-за ее большой высоты и, следовательно, с большим волновым сопротивлением составляющего резонатора — отсюда и с трудностями с ее согласованием. Существенно КПД можно увеличить, используя для антенны DDRR толстую медную полированную трубку. Алюминиевая будет работать несколько хуже. Крайне нежелательно, использовать в этих целях ферромагнитную железную трубку. Это связано с тем, что физически глубина проникновения ВЧ напряжения внутрь ферромагнитного материала, вследствие его магнитных свойств, ниже чем у парамагнитного, и, вследствие этого отличие сопротивления ВЧ току железной трубки от медной может составлять десятки раз, т.е. там, где медная трубка имеет сопротивление 10-50 Ом. Естественно такая антенна даже теоретически не будет работать. С использованием железных трубок, кстати связаны многие неудачи конструкторов DDRR. Еще один путь потерь, которые не осуждался здесь — это потери в основании антенны. Часто значение сопротивления перехода трубы полотна антенны на заземление составляет несколько Ом, что уже сравнимо с сопротивлением излучения антенны и значительно уменьшает ее КПД

Здесь я не останавливаюсь на заземляющей системе, значение которой показано ранее. Все, что касается «земли» для электрически коротких антенн, верно для DDRR.

Потери в изоляторах, особенно концевых, тоже могут составлять значительную величину. Лучший результат дадут стеклянные и керамические изоляторы, но можно использовать и пластиковые изоляторы, выполненные из пластмассовых лыжных палок или пластмассовых водопроводных труб Конденсатор, используемый в DDRR должен быть особенно высококачественным. Уже при мощности 100 Вт на нем будет напряжение до нескольких киловольт, и низкокачественный КПЕ может серьезно ухудшить КПД DDRR и даже полностью вывести ее из строя при своем пробое.

ПОЛУВОЛНОВАЯ DDRR

Там, где размеры DDRR не играют особой роли (на УКВ и верхних КВ) можно использовать полуволновую DDRR. Полуволновая короткозамкнутая линия показана на рис. 8.217. Распределение токов в ней таково, что токи в части 1-2 и 3-4 находятся в фазе, в результате чего диаграммы направленности этих штырей складываются. Понятно, что при этом происходит увеличение КПД DDRR за счет включения сопротивления излучения участка 3-4. Так как токи в частях 1-2 и 3-4 а фазе, эти части можно объединить. Вид такой DDRR показан на рис. 8.218. В ней используется цельнометаллический обруч, что значительно повышает ее механическую прочность. Подстроечный конденсатор расположен вдали от основного излучающего элемента. Это позволяет уменьшить ослабление излучения, производимое его емкостными токами.

СПИРАЛЬНАЯ И ПРЯМАЯ DDRR

С целью дальнейшего уменьшения размеров DDRR можно ее горизонтальную часть свить в спираль рис. 8.219. Это еще более уменьшит размеры DDRR при незначительном уменьшении ее эффективности. Следует обратить внимание, что длина спиральной DDRR должна быть примерно на 10% меньше, чем круглой. Это объясняется некоторым увеличением индуктивности полотна DDRR. КПД спирально антенны будет примерно таким же, как и круглой.

Иногда наоборот, удобно применять прямые DDRR. Именно в этом случае видно несоответствие ее названия по внешнему виду физическим процессам работы антенны. Но и прямая DDRR аналогична по своей работе круговой DDRR и имеет КПД несколько выше последней, за счет уменьшения влияния излучения через емкостный конец на вертикальную излучающую часть антенны из-за увеличения расстояния между ними.

Еще несколько повышает ее КПД то, что провод, свернутый в круг, имеет дополнительное уменьшение излучения за счет взаимодействия сторон круга. Развернутый же провод имеет излучение немного выше свернутого. Эти два фактора увеличивают КПД прямой DDRR по сравнению с традиционной свернутой примерно на 10 – 20%

ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА DDRR

Вследствие своей высокой добротности малой высоте антенна DDRR подвержена действию снега, который, покрыв ее, может существенно ухудшить работу антенны. Это вызвано ухудшением



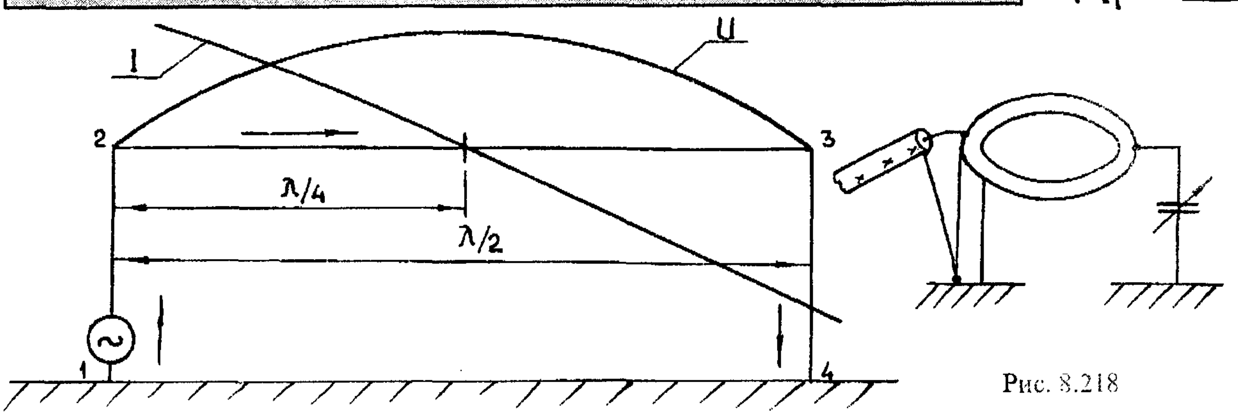


Рис. 8.217

Рис. 8.218

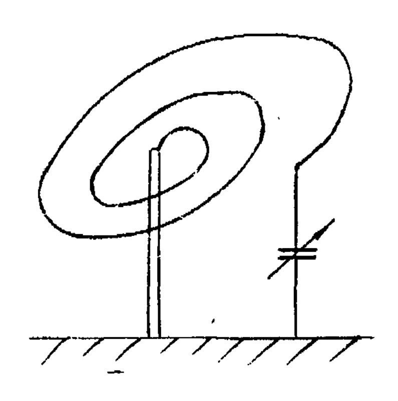


Рис. 8.219

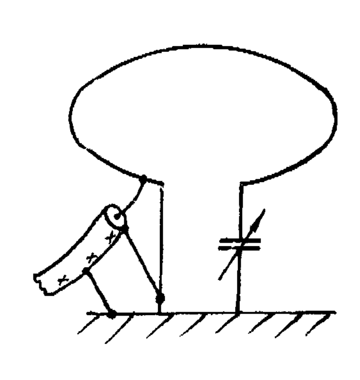


Рис. 8.220

добротности и ее расстройкой, частота антенны даже может выйти за пределы регулировки конденсатора. Понизить добротность, а следовательно и КПД и расстроить антенну могут и другие виды осадков — дождь, туман и даже пыль.

Полотно и заземление антенны должно быть тщательно защищено от коррозии. Следует помнить, что даже если небольшая часть полотна антенны окислится, то это может полностью прекратить ее работу на передачу, хотя на прием она будет работать. Особо стоит остановиться на конденсаторе. Вследствие того, что на нем присутствует высокое — киловольты — напряжение,

Желательно использовать только вакуумные бесконтактные конденсаторы. Конденсаторы других типов нуждаются в тщательной защите от влаги.

В то же время, необходимо использовать только переменные конденсаторы, т.к. во-первых как было показано выше, резонансная частота антенны может измениться вследствии атмосферных воздействий, а во-вторых, полоса пропускания DDRR значительно уже полосы любительских диапазонов.

Что касается атмосферных разрядов, то DDRR относится к малошумящим антеннам. Она заземлена, значит безопасна во время работы в предгрозовой период и может обеспечить выделение сигнала в условиях помех от статического электричества. Малая высота DDRR значительно уменьшает вероятность попадания в нее молнии.

ВЛИЯНИЕ БЛИЗЛЕЖАЩИХ ПРЕДМЕТОВ НА DDRR

Все, что касается влияния близлежащих предметов для штыревой антенны, то верно и для DDRR. Но здесь есть и свои особенности, связанные с наличием ее горизонтальной части. Можно считать, что можно принебречь влиянием предметов, находящихся на расстоянии, равно утроенному значению высоты DDRR, на горизонтальную ее часть.

Крайне желательно отсутствие массивных проводящих предметов, загораживающих горизонт для DDRR. В то же время она может быть размещена как под разливными антеннами — диполями, рамочными и штыревыми, так и рядом с ними. Влияние этих антенн на DDRR и DDRR на работу этих антенн будет незначительное. Следует особо обратить внимание на хорошее сосуществование DDRR с телевизионными антеннами, что может быть позволит вам решить проблему TVI.

Но все это будет лишь в случае согласования кабеля питания с антенной и настройкой антенны на рабочую частоту.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ ПИТАНИЯ DDRR

По сравнению с другими антеннами, антенны DDRR имеют свои особенности в питании. Неопытный радиолюбитель обычно использует два варианта подключения коаксиального кабеля — рис. 8.220 и рис. 8.221.

Вариант, показанный на рис. 8.220 использовать не рекомендуется вообще. Почему? Дело в том, что на оплетку коаксиального кабеля будет наводиться от излучающего элемента значительная часть мощности, что будет вести к расстройке антенны и увеличению КСВ.

Распределение токов будет таково, что излучение оплетки кабеля будет уменьшать мощность излучаемую антенной.

Питание, показанное на рис.8.221, более предпочтительно. Здесь экран кабеля находится на одном уровне с «землей» и на него будут наводиться значительно меньший уровень мощности. Как было показано, шунтовое питание ослабляет излучение штыревой антенны за счет того, что излучение шунта будет в противофазе с излучением основной части штыревой антенны. Здесь также излучение проводника ДБ

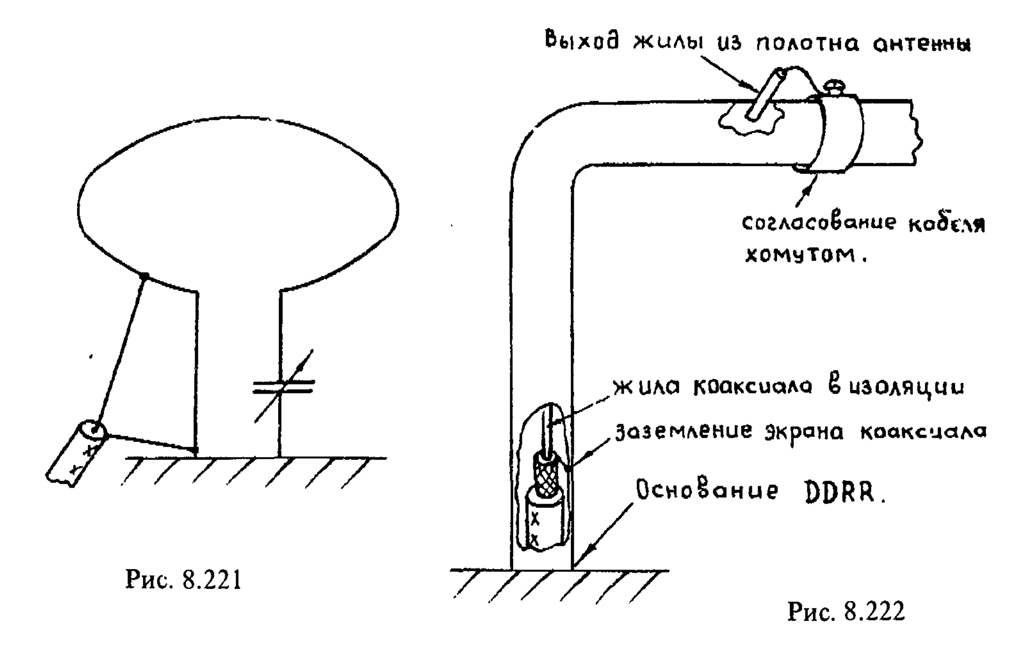


Рис. 8.221

Рис. 8.222

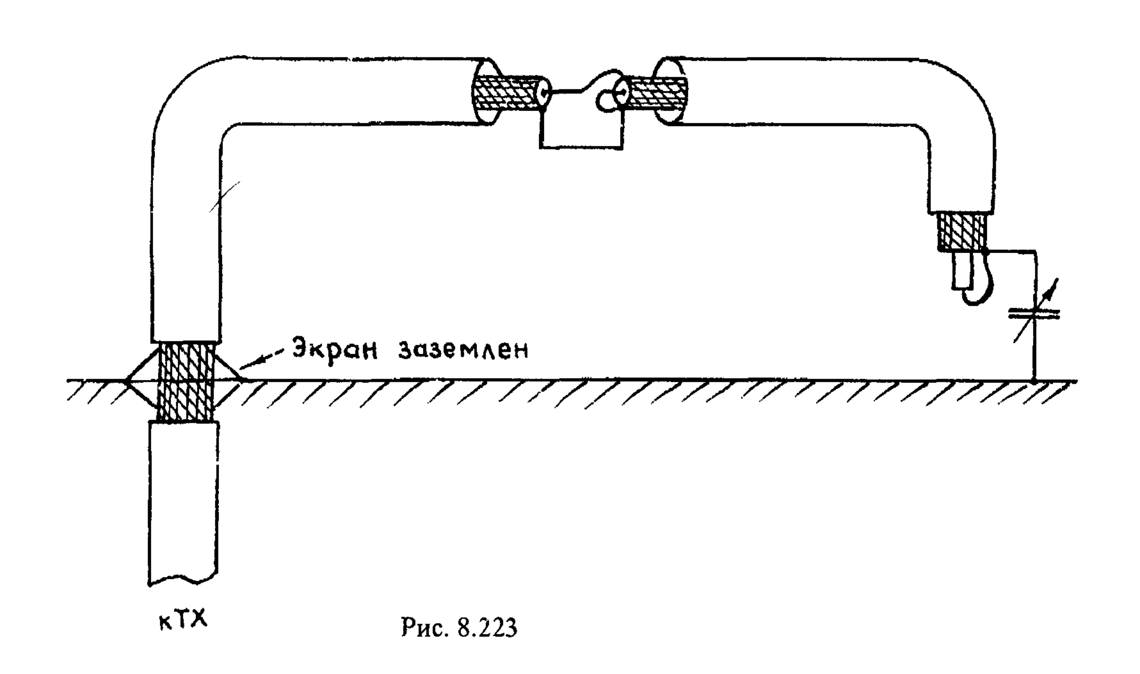


Рис. 8.223

будет уменьшать излучение DDRR. Для того, чтобы это влияние минимизировать, необходимо использовать тонкий провод в части АБ, но не тоньше основной жилы коаксиала.

Можно использовать кабель со снятой оплеткой по длине АБ рис. 8.224. Индуктивность АБ обычно имеет малую величину и не требует своей компенсации при настройке антенны.

Но самый лучший вариант – это проложить кабель внутри вертикальной части DDRR и вывести его наружу в горизонтальной части. В этом случае оплетка на длине кабеля, проложенного внутри антенны, снимается, он заводится внутрь вертикальной части и выходит из горизонтальной части антенны, где уже и происходит его согласование с ней. Экран кабеля заземляется в основании вертикальной части DDRR рис.8.223.

Следует заметить, что для присоединения жилы кабеля к антенне вовсе не обязательно использовать широкие хомуты, вполне хватит винта диаметром М3 и взятой под него клеммы для соединения с жилой кабеля рис. 8.225. Это потому, что ток, протекающий в месте сочленения коаксиала с антенной относительно невелик. Но для поиска согласующей точки можно использовать и такие хомуты.

Рис. 8.225

Рис. 8.224

Рис. 8.226

Рис. 8.227

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ DDRR

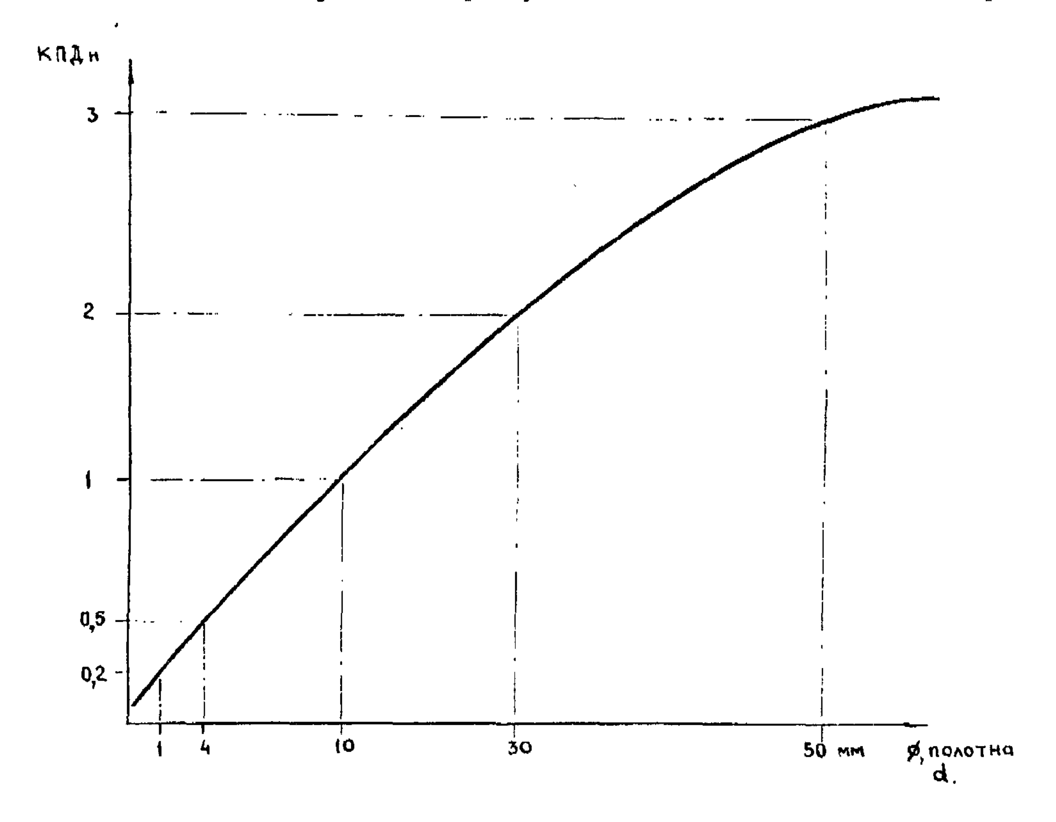
Как было показано выше, излучение , вызванное емкостным током через конденсатор, ослабляет излучение DDRR, поэтому необходимо использовать антенну с минимально возможной концевой емкостью. Но в некоторых случаях необходима широкополосная работа, т.е. перекрытие и соединение диапазонов. Теоретически, вы можете использовать DDRR для перекрытия диапазона вдвое ниже по частоте основного , т.е. для 28 МГц перекроет 28, 24, 21, 18, 14 . DDRR для 14 перекроет 10 и 7 МГц и т.д., но надо учесть следующие моменты. Произвести тщательное постоянное согласование антенны с кабелем питания возможно только в одном любительском диапазоне частот. Это связано с тем, что с

увеличением концевой емкости уменьшается эквивалентное сопротивление резонатора, с понижением частоты уменьшается и сопротивление излучения вертикальной части. Следовательно, расстояние L рис. 8.214, где есть согласование для одного диапазона, уже не будет согласующим расстоянием для другого. Если есть легкий доступ к хомуту питания, то при смене диапазонов от верхнего к нижнему его придется перемещать по антенне в сторону конденсатора. Но обычно этого не делают и мирятся с рассогласованием, возникающим при этом. Так, если на верхнем диапазоне КСВ=1, то при переходе на нижний диапазон КСВ будет около 2-3 и наоборот. Следует заметить о необходимости тщательной подстройки конденсатора. Необходимо использовать выскокачественный вакуумный переменный конденсатор с верньером. Полуволновая и прямая DDRR будут работать в широком диапазоне частот более эффективно, в частности из-за уменьшения за счет емкостного тока.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ DDRR

Как было показано выше, практические размеры антенны должны приближаться к размерам на рис. 8.226. Зависимость значения КПД от высоты показан на рис. 8.227. Уменьшение КПД по сравнению с DDRR высотой в 10 град. При уменьшении ее высоты от 10 до 6 град. Происходит во второй степени, а при уменьшении от 6 до 3 градусов — четвертой степени. КПД DDRR высотой менее 3 град. уже составляет менее 5% от КПД антенны высотой 10 град. И доли процента по отношению к диполю. Естественно, использовать антенну с такой высотой нецелесообразно.

В качестве материала желательно использовать полированную медную или алюминиевую трубу. Можно использовать толстый коаксиальный кабель. В этом случае достаточно просто решается проблема с питанием. На расстоянии 2-3 град. от точки перегиба поднимается экран, разрезается и достается жила и происходит ее согласование с DDRR. Центральная жила горизонтальной части подсоединяется к оплетке так, как это показано на рис. 8.223. Преимущество такой DDRR в том, что, во-первых, рабочая



$$КПД_Н = \frac{КПД_d}{КПД_{10}}$$

$КПД_Н$ — нормированное значение КПД;
$КПД_d$ — КПД антенны с полотном диаметром равным *d*;
$КПД_{10}$ — КПД антенн с полотном диаметром равным 10 мм.

Рис. 8.228

поверхность антенны защищена пластиковой оболочкой кабеля, а во-вторых, в легкости изготовления и экспериментов с такой антенной. Для ее изготовления можно использовать коаксиальный кабель с любым волновым сопротивлением — 50-100 Ом. Для изготовления УКВ антенна на диапазон 50-28 МГц можно использовать алюминиевые обручи, которые можно купить в магазине «Спорттовары».

Особое внимание при постройке полуволновых антенн следует обратить на симметричность конструкции, которая должна быть не хуже нескольких градусов. Следовательно антенна для КВ может иметь асимметричность, лежащую в пределах сантиметров, а антенна УКВ должна иметь асимметричность хоть и ведет к расширению полосы пропускания антенны, но увеличивает ее КСВ из-за несимметричности и, следовательно, появлению неодинаковой частоты у обеих половинок антенны.

И, конечно, следует обратить внимание на диаметр полотна DDRR. Чем меньше диаметр ее полотна, тем выше Z_W, тем большего значения могут теоретически достигнуть токи в ее основании и величина напряжения на ее конце. С уменьшением диаметра падает сопротивление излучения провода и возрастает сопротивление активных потерь, в результате чего эффективность DDRR понижается. Следует заметить, что DDRR с высоким Z_W более трудны в согласовании.

труба
Полотна антенны
медная полоса
противовесы λ/4
а)

труба, как и на полотне антенны
противовесы λ/4
б)

противовесы λ/4
Медные провода произвольного сечения
в)

Рис. 8.229

При увеличении диаметра DDRR Z_W понижается и в то же время увеличивается сопротивление излучения и уменьшается сопротивление потерь. Антенну с небольшим Z_W можно согласовать более тщательно, чем с большим. График, показывающий зависимость изменения КПД антенны от диаметра ее полотна, показан на рис. 8.228.

Использовать полотно диаметром свыше 50 мм нецелесообразно из-за сложностей, возникающих с его установкой. При этом желательно использовать антенны высотой более 1 метра. Также следует помнить, что антенна является комбинацией короткой вертикальной антенны и открытого резонатора. Это значит, что для эффективной работы штыря следует приложить как можно больше противовесов длиной в четверть волны, на которой работает антенна (в случае, если антенна работает в нескольких диапазонах, то используют четвертьволновые противовесы для каждого ее диапазона, а под горизонтальной частью к конденсатору проложить медную или алюминиевую ленту (первая используется в электроцехах предприятий, а вторая на молокозаводах — из нее «печатают» крышки на молочные бутылки), приняв меры конечно, по их защите от воздействия атмосферы, или проложить 4 – 10 медных проводов меньшего диаметра (1-4 мм) чем полотно DDRR или, что еще лучше, использовать такую же трубу как в DDRR рис. 8.229. Это позволит увеличить эффективность работы антенны. Конечно, лучший вариант — размещение ее над проводящей поверхностью — металлической крышей, но такое не всегда возможно.

Очень хорошо должна работать DDRR на морских подвижных объектах, которые удовлетворяют вышеизложенным условиям.

ВЕРТИКАЛЬНОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ DDRR

В некоторых публикациях встречаются сообщения о вертикально выполненных DDRR рис. 8.230. Но следует остановиться на малой эффективности таких антенн. Это связано с тем, что происходит взаимокомпенсация и ослабление излучения противоположными сторонами антенны. Сложен и теоретический анализ работы такой антенны. Но, если радиолюбитель, по какому-либо случаю, имеет уже установленную конструкцию для такой антенны, причем совершенно неважно, что используется в качестве петли — круг или треугольник, или квадрат, от может воспользоваться им для постройки широкополосного вибратора для работы в широком диапазоне частот.

Практически, используя схему согласования, показанную на рис. 8.231 такой вибратор произвольных размеров можно согласовать в любой любительской КВ диапазоне частот. Для больше широкополосности рекомендуется соединить противоположные точки 4 –10 проводами диаметром 1- 3 мм. Если же один из концов такой петли заземлен, то в этом случае можно использовать схему согласования, показанную на рис. 8.232. Здесь тоже, используя раму произвольного периметра, можно достичь согласования в любом любительском диапазоне частот. Для и использования контура в режиме с высоким КПД, желательно, чтобы его настроенная емкость была не более 50 пикофарад на 20 МГЦ и не более 400 пикофарад на 1,8 МГц.

АНТЕННА ДИАПАЗОНА 6 МЕТРОВ

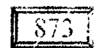
В силу своей специфики 6-метровый диапазон требует применения антенн специально просчитанных для него. Антенну, рассчитанную для другого диапазона, согласовать на 6-метровый диапазон представляет собой уже определенные трудности, так как согласующее устройство, выполненное по любой из схем, из-за малых значений номиналов катушек и конденсаторов, использующихся в нем, не будет работать эффективно, затруднительно будет также согласование низкоомной нагрузки в высокоомную и наоборот. При использовании транзисторных и во многих случаях ламповых РА подключение к ним 75- омного кабеля с согласованной с ним антенной решит проблему высокого КПД системы РА-антенна.

Наиболее простая и эффективная антенна, к тому же работающая в нескольких диапазонах и питающаяся по коаксиалу 75 Ом — это уменьшенная антенна UW4HW. Желательно ее использовать с противовесами. Эта система, при уменьшении всех ее размеров пропорционально в 2 раза будет работать в диапазонах 15-6 метров, а при уменьшении размеров в 3 раза — в диапазонах 10- 6 метров. Запитывать ее можно через коаксиальный кабель 75 Ом. Эта антенна обеспечит лучшую работу, чем обыкновенный штырь, рассчитанный для диапазона 6 метров.

Хорошо будет работать рамочная антенна любой конфигурации — круг, треугольник, квадрат, питаемая через 75-омный кабель и имеющая периметр 6 метров. Выполнить ее можно из медного провода диаметром 1 – 3 мм.

При размещении относительно активного элемента рефлектора такой же конфигурации с периметром 6,3 метра на расстоянии от 0,9 до 1,2 метра получим двухэлементную рамочную антенну. Питать ее также лучше через 75-омный коаксиал. Усиление по мощности относительно диполя рамочная антенна





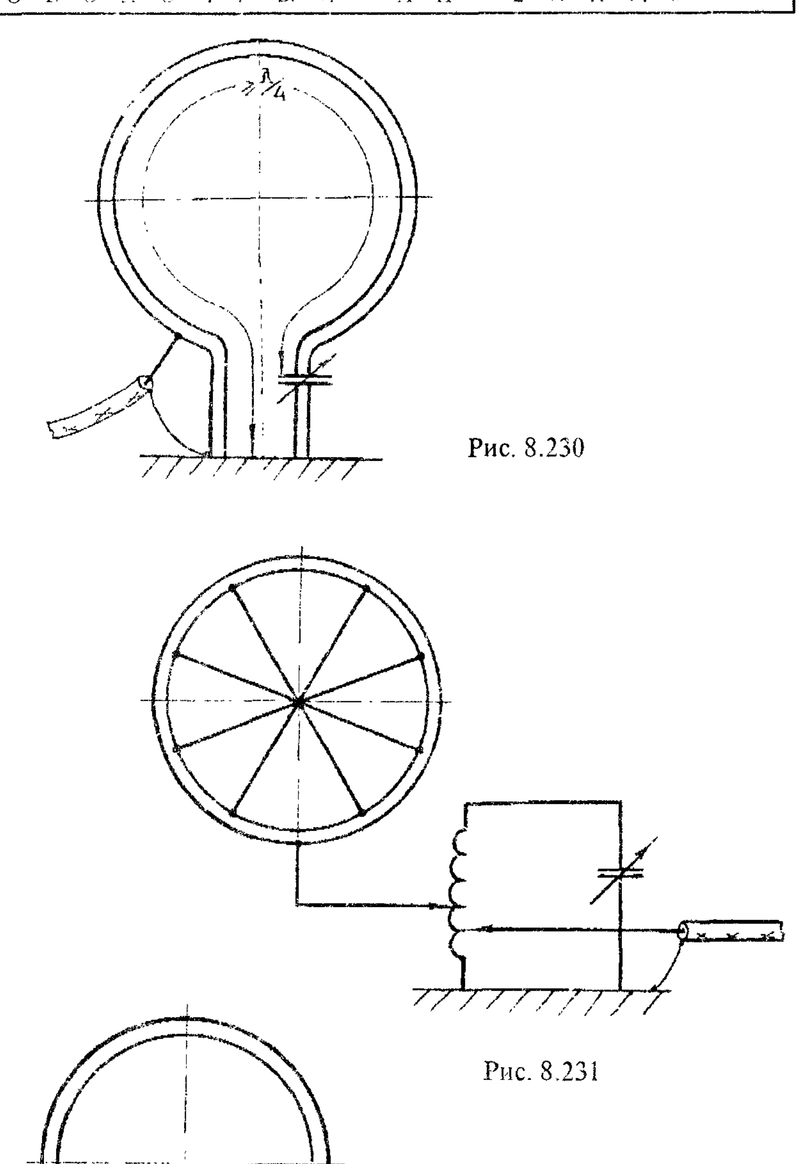


Рис. 8.230

Рис. 8.231

Рис. 8.232

в зависимости от конфигурации и размещения обеспечит от 2 до 3 Дб, рамочная антенна с рефлектором даст же не менее 5 Дб.

Очень хорошо работает антенна типа ZL рис. 8.233. Эта антенна должна быть размещена на высоте не менее 3 метра от земли. Ее полотно может быть выполнено из провода диамстром 1-3 мм. Антенна широкополосна и не нуждается в настройке при условии точного выполнения по чертежу. Коэффициент усиления такой антенны в прямом направлении не менее 5,5 Дб над диполем, ослабление обратного лепестка может достигать 10 Дб. Для питания необходим кабель 75 Ом.

Хорошие результаты даст использование открытой рамки рис. 8.234. Усиление, обеспечиваемое ей, составляет не менее 5,5 Дб над диполем. При том, что эта антенна имеет диаграмму направленности в форме восьмерки. Поскольку эта антенна имеет высокое входное сопротивление, то для согласования с кабелем питания 75 Ом она должна включаться через четвертьволновый трансформатор рис. 8.234а. Более тщательное согласование может обеспечить устройство, показанное на рис. 8.234б. Здесь точки

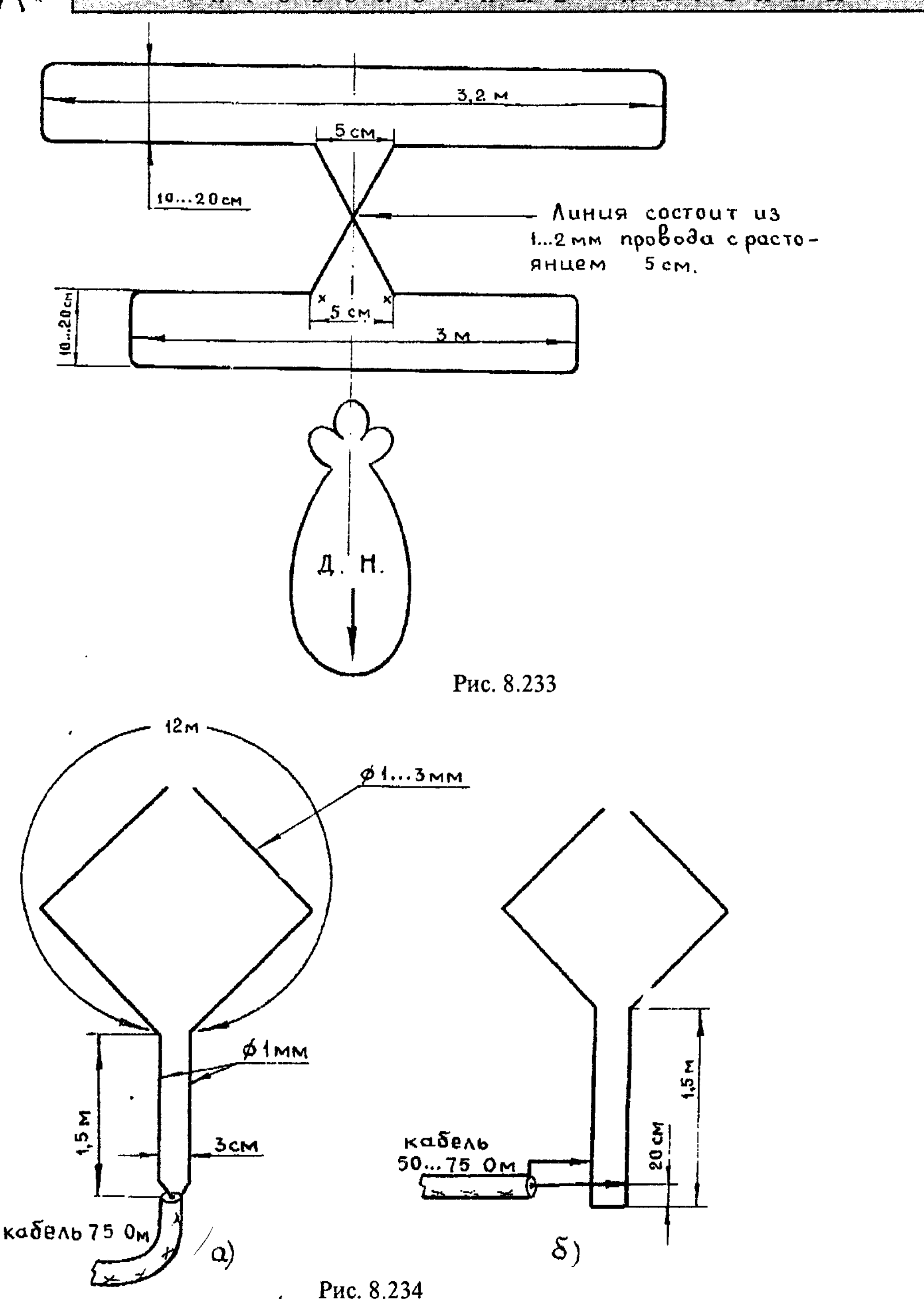


Рис. 8.233

Рис. 8.234

подключения кабеля любого сопротивления — 50 или 75 Ом поднимают по наименьшему КСВ. При размещении на расстоянии 0,9 – 1,2 м рефлектора длиной 12 метров, получится двухэлементная антенна, обеспечивающая усиление не менее 8,5 Дб над диполем. Согласование и питание двухэлементной антенны аналогично одноэлементной.

МОДЕРНИЗАЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ АНТЕНН ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

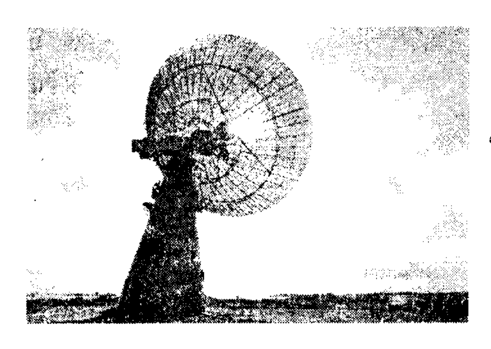
В последнее время многие предпрриятия выпускают антенну «тройной квадрат» для дециметрового диапазона телевидения. Эта антенна состоит из трех рамок: первая рамка настроена на высокочастотный участок ДМВ, последняя — на низкочастотный, а средняя — на среднюю длину волны ДМВ-TV диапазона. Кабель питания подключен к средней рамке, первая и последняя рамка разомкнуты. Хотя в конструкции, прилагаемой к антенне, и указывается, что она является направленной антенной, работающей



во всем ДМВ диапазоне, но это не так. Рамка хорошо работает в середине ДМВ диапазона и менее чем удовлетворительно по его краям.

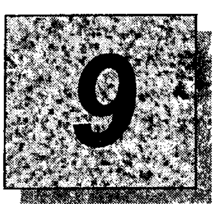
Неудовлетворительная работа на краях диапазона объясняется тем, что здесь центральная рамка не является резонансной, и антенна, на краях диапазона работает лишь за счет переизлучения крайних рамок.

Увеличить же эффективность работы такой антенны на краях диапазонов крайне просто. Для этого нужно разрезать крайние рамки и соединить с помощью открытой линии (диаметр проводников этой линии 0,5 мм, расстояние между проводниками — 8-10 мм) все рамки параллельно. В этом случае получим действительно широкополосную рамочную антенну, работающую во всем диапазоне ДМВ TV. Коэффициент усиления такой антенны не менее чем на 3 Дб больше, чем у промышленной рамочной антенны, с закрытыми рамками. Можно превратить такую антенну и в логопериодическую, для этого необходимо коаксиальный кабель подключить к наименьшей рамки, а остальные рамки соединить, перекрещенной двухпроводной линией., которая может быть как самодельной, так и выполненная из «лапши». В последнем случае можно немного поварьировать длиной линии между рамками по наибольшему коэффициенту усиления антенны. Хотя в данном случае такая логопериодическая антенна и является суррогатной, т.к. расстояния между рамками фиксированы и неоптимальны, но все же она обеспечивает большее усиление, чем первоначальная антенна с изолированными крайними рамками, и немного больше, чем эта же антенна с параллельно соединенными рамками.



ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ





СОДЕРЖАНИЕ **стр.**

ВОЛНОВОЙ КАНАЛ С ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИМ ИЗЛУЧАТЕЛЕМ

Возросший интерес радиолюбителей к «волновым каналам» с логопериодическим излучателем (в технической литературе на английском языке из называют «Log Yagi» объясняется прежде всего постоянством у таких антенн входного сопротивления, коэффициента усиления и диаграммы направленности в рабочем диапазоне частот, а также несколько большим (при одинаковой длине траверс) усилением по сравнению с обычным «волновым каналом».

Рассмотрим метод построения, принцип работы и порядок расчета «волнового канала» с логопериодическим излучателем (ЛВК), представляющий собой логопериодическую вибраторную решетку (ЛПВР), дополненную пассивными элементами.

Известно, что длины вибраторов ЛПВР и расстояние между ними составляют геометрические прогрессии со знаменателем r, значение которого зависит от требуемой полосы пропускания. Активные элементы возбуждаются сигналом с переменной фазой двухпроводной линией с постоянным волновым сопротивлением Z_0 рис. 9.1.

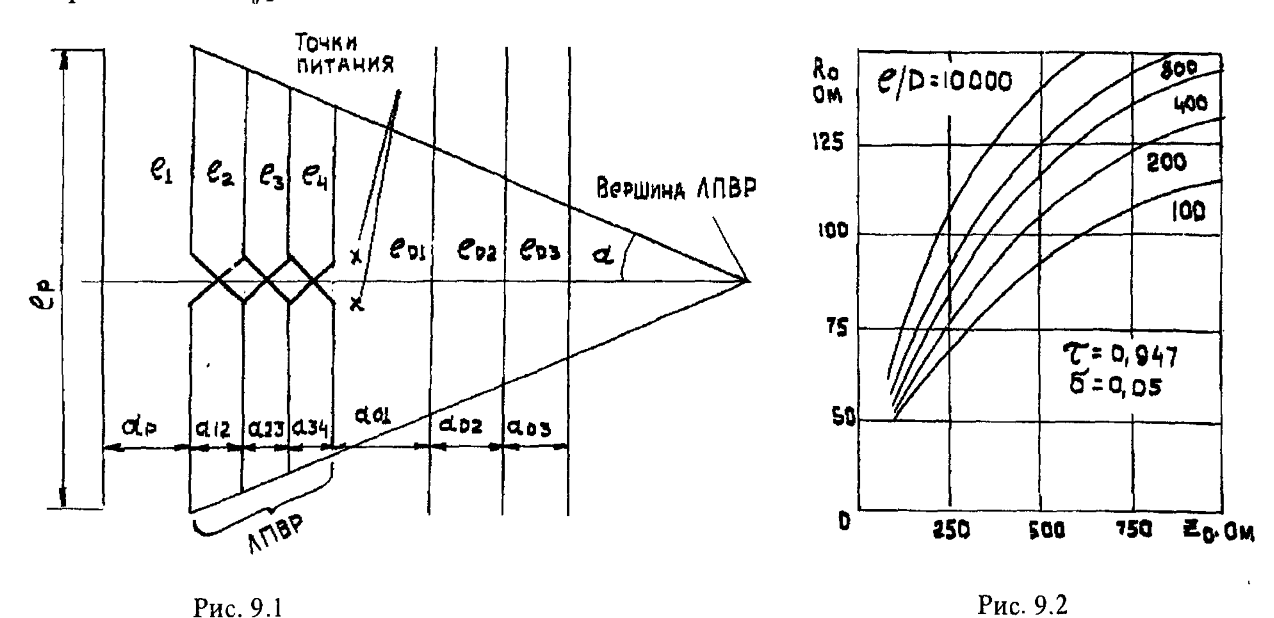


Рис. 9.1 Рис. 9.2

При рассмотрении преобразования энергии из линии в поле излучения необходимо учитывать два поля на антенне. Одно из них возбуждается в точке питания и распространяется в сторону больших элементов — поле передачи. Второе возбуждается вблизи полуволнового (на данной частоте) активного вибратора и распространяется в сторону вершины, переходя в поле излучения. Ток в точках питания элементов в активной области (где длина элементов близка к $\lambda/2$) обеспечивает связь полей передачи и излучения. В этой области входные сопротивления элементов активные, поэтому-то энергия и переходит из линии в излучающие элементы. При изменении частоты активная область перемещается (вдоль траверсы), но расстояние от нее до вершины ЛПВР рис. 9.1, выраженное в длинах волн, остается постоянным. Если границей активной области считать точку, в которой амплитуда тока на 10 дБ ниже максимальной, то на любительских КВ диапазонах она будет охватывать, как минимум, два элемента. Анализ диаграммы направленности в дальней зоне показал, что ее фазовый центр лежит внутри активной области.

Так как с изменением рабочей частоты перемещение центра активной области таково, что расстояние от него до пассивных элементов, выраженное в длинах волн и реактивная составляющая входного сопротивления ЛПВР меняется слабо, то возможно получение стальных характеристик диаграммы направленности.

Экспериментально установлено, что располагая рефлектор на расстоянии 0,08 от последнего элемента ЛПВР, можно подавить излучение назад почти на 35 дБ. Применение директоров приводит к значительному сужению диаграммы направленности как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. При трех директорах боковое излучение подавляется более чем на 45 дБ.

ЛПВР характеризуется двумя параметрами σ — геометрическим коэффициентом (расстоянием в длинах волн между полуволновым в середине диапазона вибратором и меньшим соседним с ним) и периодом τ, определяющая широкополосные свойства ЛПВР.

Оптимальная для КВ антенна является σ = 0,05 + 0,01. Уменьшение σ ведет к быстрому падению коэффициента усиления и непостоянству входного сопротивления, а его увеличение — к росту геометрических размеров антенны при медленном нарастании коэффициента усиления. Так при увеличении σ

от 0,05 до 01 усиление возрастает на 0,6 дБ, но при этом длина траверсы ЛПВР удваивается и составляет примерно $0{,}3\lambda_{max}$.

Отношение длины элемента l к его диаметру D если оно находится в пределах от 50 до 10000, слабо влияет на коэффициент усиления. При удвоении отношения l/D он уменьшается всего на 0,2 дБ.

Пассивные элементы снижают входное сопротивление ЛПВР, которое, однако даже при четырех директорах уменьшается вдвое.

Входное сопротивление ЛПВР определяется в основном волновым сопротивлением двухпроводной линии Z_0, питающей вибраторы:

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{Z_0\sqrt{\tau}}{4rZ_A}}}$$

Волновое сопротивление вибратора можно рассчитать по формуле:

$$Z_A = 120\left(\ln\frac{l}{D} - 2{,}25\right).$$

На рис. 9.2 показаны зависимости R_0 от Z_0 для различных отношений l/D, т.е. для различных Z_0.

Волновое сопротивление линии практически не влияет на усиление ЛПВР при всех возможных Z_0. Но его увеличение приводит к смещению активной области в сторону меньших элементов.

Расчет антенны удобнее всего вести так:

1. Вычисляют коэффициент перекрытия диапазонов B.

$B = F_2/F_1$ (F_1 — низкочастотная граница, F_2 — высокочастотная граница).

2. Определяют нормированную полосу пропускания ЛПВР B_s:

$B_s = KB$ (K – коэффициент, учитывающий ширину активной области: для диапазонов 10, 15, 220 и 80 м он равен 1,5 для 40 м — 1,1).

3. Находят период τ с учетом того, что минимальное число элементов n ЛПВР для всех КВ диапазонов, кроме 40 м — 4, для 40 м — 2.

4. Выбирают σ. Обычно берут период равным 0,05. Если σ будет больше (до 0,1), как сказано выше, за счет увеличения геометрических размеров можно получить несколько больший коэффициент.

5. Вычисляют котангенс угла α при вершине:

$$ctg\alpha = \frac{4\sigma}{(1-\tau)}.$$

6. Определяют длину L траверсы ЛПВР (в метрах)

$$L = 75\left(1 - \frac{1}{B_s}\right) ctg\frac{\alpha}{F_1}$$

7. Находят длину в метрах наибольшего вибратора ЛПВР $l_1 = 149{,}9/F_1$, а затем и остальных ее элементов

$l_n = \tau l_{n-1}$ (n — номер элемента).

8. Рассчитывают расстояние между элементами ЛПВР:

$d_{12} = 0{,}5(l_1 - l_2)ctg\alpha$

9. Находят длину l пассивных элементов и расстояния d между ними (соотношения приведены для 8-элементной конструкции, но они пригодны и для расчета антенны с меньшим число элементов)

$l_p = 155{,}3/F_1$ $\quad$ $d_p = 25{,}6/F_1$

$l_{D1} = 137{,}4/F_1$ $\quad$ $d_{D1} = 45{,}1/F_1$

$l_{D2} = 135{,}4/F_1$ $\quad$ $d_{D2} = 42{,}4/F_1$

$l_{D3} = 134/F_1$ $\quad$ $d_{D3} = 42/F_1$

10. Задают входное сопротивление ЛВК и , учтя, что R_0 должно быть примерно в два раза больше его, по формуле (1), рассчитывают волновое сопротивление линии ЛПВР Z_0



11. Зная, что $Z_0 = 120\ln(2d/S)$ определяют отношения d/S питающей линии.

На этом расчет антенны заканчивается.

Несколько слов о настройке. Прежде всего необходимо измерить входное сопротивление антенны и, если оно несколько больше ожидаемого, передвинуть первый директор ближе к ЛПВР. Если разница значительна, нужно изменить Z_0. Для борьбы с реактивной останавливающей входного сопротивления и для уменьшения R_0 иногда закорачивают самый длинный элемент ЛПВР, который в этом случае будет выполнять функции дополнительного пассивного рефлектора, либо включают параллельно ему короткозамкнутый шлейф из двухпроводной линии с волновым сопротивлением и длиной 0,125λ.

На «волновой канал» с логопериодическим излучателем существенное влияние оказывают окружающие предметы и изменение высоты установки. Так, при уменьшении высоты установки 8-элементной антенны на диапазон 20 м над металлической крышей с 10 до 8 м уменьшается приблизительно на 14%.

Одними из первых, в 1977 году в Советском союзе любительский 8-элементный «волновой канал» с логопериодическим излучателем на 20-метровый диапазон построили операторы радиостанции UK9AAN Челябинского политехнического института. Размеры элементов антенны (в сантиметрах) приведены в табл. 9-1.

ТАБЛИЦА 9-1

Обозначение	8-элементная на 20 м	7-элементная на 20 м	6-элементная на 15 м
l_P	1109	1101	740
l_1	1071	1063	714
l_2	1014	1007	677
l_3	960	953	642
l_4	909	903	608
l_{D1}	981	974	654
l_{D2}	967	960	–
l_{D3}	956	–	–
d_P	183	182	122
d_{12}	107	106	71
d_{23}	101	100	68
d_{34}	96	95	64
d_{D1}	322	320	215
d_{D2}, d_{D3}	302	300	–

Средняя часть вибраторов изготовлена из дюралюминиевых трубок (Д-16Т) диаметр 25 и толщиной стенки 1 мм. К концам элементы утончаются до 15 мм (толщина стенок 0,8 мм). Вибраторы ЛПВР изолированы от траверсы текстолитовыми втулками. Расстояние между половинками активных вибраторов 120 мм. Траверса длиной 14,2 м изготовлена из дюралюминиевых трубок (Д-16Т) диаметром 40 мм с толщиной стенки 3 мм. Питающая линия ЛПВР выполнена из оплетки коаксиального кабеля РК-75-17-31 диаметром 20 мм. Конструктивно она может быть выполнена так, как показано на рис. 9.3. Пассивные элементы от траверсы не изолируются.

Входное сопротивление изготовленной антенны составляет 68 Ом. Для его согласования с волновым сопротивлением коаксиального кабеля 75 Ом использовано U-колено рис. 9.4, длиной 1378 см с отводом на расстоянии 345 (для снижения).

КСВ в рабочем диапазоне при измерениях в точках питания антенны не превышал 1,2 Коэффициент усиления «волнового канала» — около 12 дБ. Подавление излучения назад 35 дБ, бокового излучения — 45 дБ. Ширина переднего лепестка диаграммы направленности — около 45 град. Приведенные значения соответствуют оптимальным углам излучения в вертикальной плоскости.

Несмотря на то, что ЛВК — антенна очень чувствительная к близко расположенным проводникам, имеется несколько удачных попыток разметить на одной мачте две разнодиапазонные конструкции.

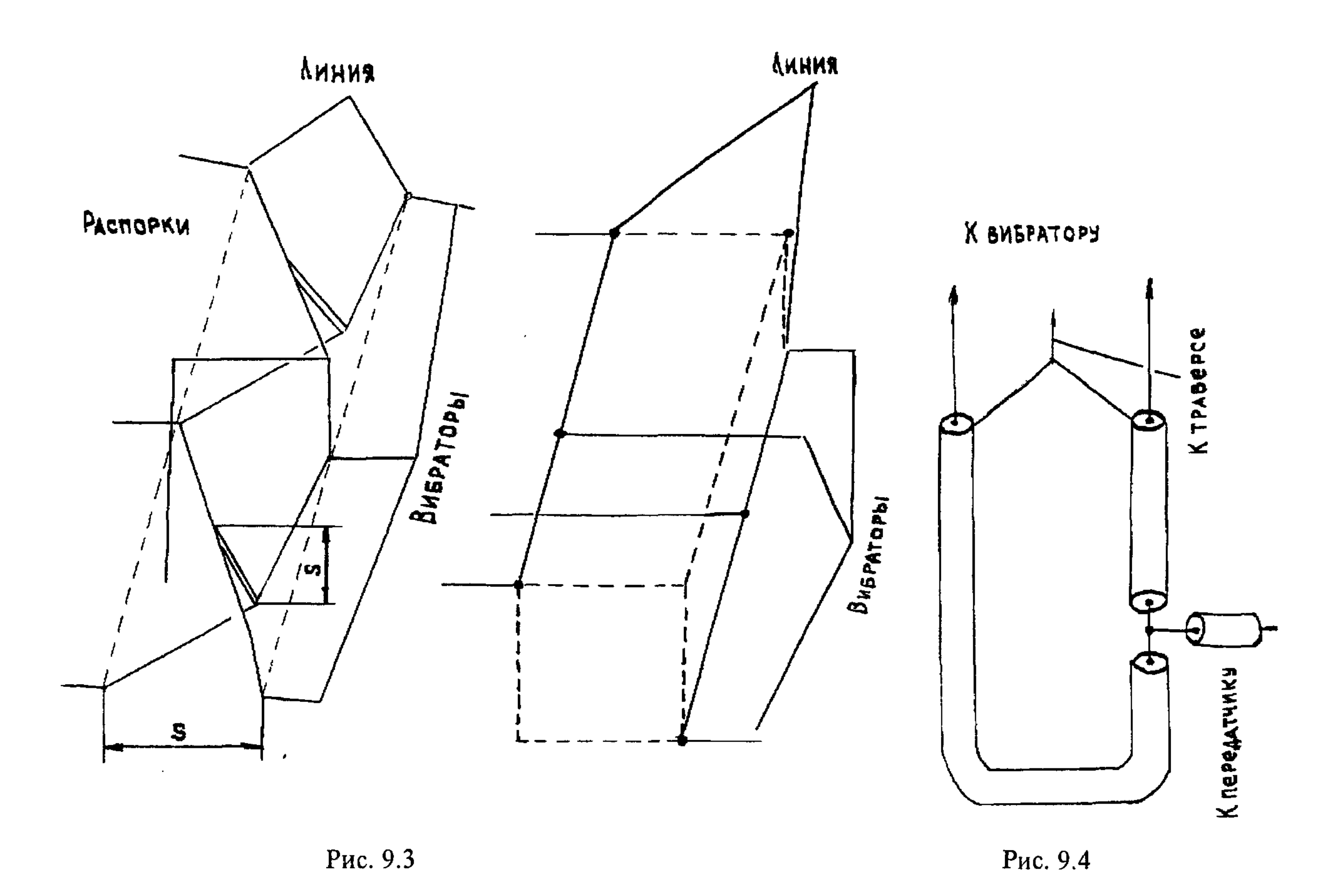


Рис. 9.3

Рис. 9.4

Так, например, удалось поместить антенны на 15 и 20 м. Расстояние между ними 4 м. Размеры элементов этих антенн также приведены в табл. 9-1.

Согласование с питающим 75-омным коаксиальным кабелем сделано аналогично описанному. Длина U–колена на диапазон 15 м — 922 см (отвод на расстояние 230 см).

У обеих антенна КСВ не превышал 1,4, однако центр полосы пропускания верхней 15-метровой антенны сместился вниз к началу телеграфного участка, а угол излучения в вертикальной плоскости резко увеличился после установки второго ЛВК. Характеристики антенны на 20 м изменились в меньшей степени. Подавление излучения «назад у обеих антенн не хуже 30 дБ на оптимальных дальностях, бокового не хуже –35 дБ. Несмотря на некоторое ухудшение характеристик, *ОНИ ВСЕ ЖЕ НЕСКОЛЬКО ЛУЧШЕ, ЧЕМ У АНАЛОГИЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ ИЗ* обычных волновых каналов.

Говоря о перспективах использования ЛВК антенн на КВ, необходимость отметить, что наиболее эффективны они на 40-метровом диапазоне, т.к. имеют острую диаграмму направленности при высоком коэффициенте усиления и достаточно малых размерах.

Проволочные ЛВК на 80-метровый диапазон вполне могут использоваться для дальних связей, однако из-за больших значений отношения длин элементов к диаметру вибраторов приведенные в статье расчетные отношения требуют уточнений.

Несмотря на то, что ЛВК на коротковолновые диапазоны существует уже несколько лет, до недавнего времени не было удачных попыток создать многоэтажные синфазные антенны (из-за сильной связи между этажами). В этом направлении представляется возможным получение еще большей эффективности по сравнению с традиционными конструкциями таких же размеров.

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

Экспериментально исследовались вибраторные ЛПА с различными нагрузками элементов, начиная от сплошного диска и кончая разомкнутыми петлевыми вибраторами.

Однако непосредственное применение в ЛПА нагруженных вибраторов, а также вибраторов петлевого типа приводит к значительному ухудшению электрических характеристик антенны и потере ее



основного достоинства — частотно-независимого режима работы. Из опыта работы с ЛПА известно, что частотнонезависимый режим работы антенны сохраняется до тех пор, пока выполняются необходимые условия для формирования активной области.

Для выявления существа отмеченного нарушения режима работы ЛПА целесообразно провести аналогию между процессами, происходящими в активной области ЛПА при включении нагруженных вибраторов и в системе настроенных связанных колебательных контуров с заданной полосой пропускания.

Совершенно очевидно, что изменение добротности одного или нескольких контуров, входящих в систему, без соответствующей взаимной перестройки приведет к изменению общей полосы пропускания всей системы связанных контуров.

Аналогичное явление происходит и в ЛПА. Увеличение добротности нагруженных вибраторов приводит к нарушению нормального режима работы антенны в пределах частотного периода и расстройке активной области антенны.

Нормальный режим работы ЛПА с ненагруженными вибраторами (т.е. режим работы, характерный для ЛПА с ненагруженными вибраторами) может быть получен при условии обеспечения аналогичного изменения входного сопротивления в пределах частотного периода антенны. При этом, поскольку нагруженный вибратор имеет острую резонансную характеристику, чем ненагруженный, резонансные частоты вибраторов в активной области ЛПА с нагруженными вибраторами должны быть между собой ближе, чем резонансные частоты в прототипе - ЛПА с ненагруженными вибраторами. решение рассматриваемого вопроса может быть осуществлено путем соответствующего сужения частотного периода ЛПА с нагруженными вибраторами (т.е. увеличения τ).

Принципиальная схема одной полуструктуры ЛПА с нагруженными вибраторами показана на рис. 9.5. Максимально допустимый поперечный размер антенны определяет необходимую степень укорочения вибраторов, которую можно характеризовать коэффициентом укорочения m_n. Это коэффициент может быть определен как отношение требуемой (расчетной) длины вибратора к максимально допустимой.

Наибольшее значение коэффициента укорочения будет у самого длинного вибратора, и затем у последующих вибраторов коэффициент укорочения уменьшаться до единицы на участке антенны с ненагруженными вибраторами.

В соответствии с теорией работы ЛПА увеличение τ (при применении нагруженных вибраторов) при заданном рабочем диапазоне частот антенны приводит к увеличению числа вибраторов. При этом для обеспечения постоянства значения параметра σ, необходимость которого вытекает из самого принципа работы ЛПА, параметры τ и α ЛПА с нагруженными вибраторами должны иметь переменные значения вдоль нагруженной области, как это показано на рис. 9.5. Но при этом происходит увеличение продольного размера антенны, что практически совершенно неприемлемо.

Уменьшение продольного размера ЛПА с нагруженными вибраторами (до размера прототипа) могло бы быть принципиально достигнуто при выполнении антенн с постоянным параметром α и переменным τ, являющимся функцией степени укорочения нагруженных вибраторов, как это показано на рис. 9.6. Однако увеличение числа вибраторов в нагруженной области антенны при одновременном относительном уменьшении расстояния между ними приводит к возникновению паразитных емкостных связей, нарушающих нормальный режим фазирования вибраторов.

Избежать этих недостатков можно путем включения в распределительную линию антенны индуктивного шунта, основным назначением которого является компенсация паразитных емкостных связей между вибраторами в нагруженной области антенны. Практически шунт может быть выполнен в виде короткозамкнутой линии длиной $l_м = (0,1 - 0,15)\lambda_{ср}$. Здесь $\lambda_{ср}$ — средняя длина волны рабочего диапазона антенны. Шунт включается примерно на расстоянии $(0,2 - 0,25)\lambda_{ср}$ от вершины (точек питания) антенны.

При работе ЛПА на частотах $f > f_{ср}$ шунт фактически отсекается активной областью и не оказывает существенного влияния на работу антенны, при работе на частотах $f < f_{ср}$ шунт компенсирует возникающие паразитные связи в нагруженной области антенны.

Таким образом, показана принципиальная возможность создания ЛПА с уменьшенными поперечными размерами.

Приведенный анализ возможных способов нагрузки вибраторов показал, что с электрической и конструктивной точек зрения у ЛПА с вертикальной поляризацией можно применять вибраторы с емкостной или индуктивно-емкостной нагрузкой

При этом емкостное укорочение с точки зрения обеспечения широкополосности антенны является более предпочтительным, поскольку добротность цепи для данной степени укорочения наиболее низка, при этом достоинство при емкостном укорочении вибраторов проявляется особенно, если значения коэффициента укорочения велики.

В тех случаях, когда из конструктивных соображений не удается выполнить достаточно развитую емкостную нагрузку целесообразно применять комбинированную индуктивноЗемкостную нагрузку. При этом величина индуктивности нагрузки выбирается из условия обеспечения требуемой резонансной

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n+1}} = \frac{l_n}{l_{n+1}}$$

Рис. 9.5

частоты вибратора. Индуктивно-емкостная нагрузка вибраторов может быть рекомендована для использования при значениях коэффициента укорочения $m_n > 2$.

При выборе значения коэффициента укорочения необходимо учитывать, что при этом происходит падение сопротивления излучения нагруженных вибраторов, приводящее к снижению эффективности работы антенны в целом.

Как показывает опыт работы с ЛПА, следует рекомендовать максимальное значение коэффициента укорочения, не превышающим 3.

Для вибраторной ЛПА с ненагруженными элементами частотный период антенны определяется разностью собственных частот двух соседних вибраторов

$$\Delta f_n = f_n\left(1 - \tau_0^{1/2}\right)$$

или

$$\frac{\Delta f_n}{f_n} = \left(1 - \tau_0^{1/2}\right)$$



где $\tau_0^{1/2} = \dfrac{f_{n-1}}{f_n}$ — параметр ЛПА с ненагруженными вибраторами;

f_n и f_{n-1} — собственные частоты n-го и $(n-1)$-го вибратора;

$\dfrac{\Delta f_n}{f_n}$ — относительная ширина полосы частотного периода антенны.

Для ЛПА с ненагруженными вибраторами характерно постоянство относительной ширины полосы частотного периода во всем рабочем диапазоне частот антенны.

Для ЛПА с нагруженными вибраторами может быть записано выражение аналогичное

$$\frac{\Delta f_{пн}}{f_{пн}} = \left(1 - \tau_n^{1/2}\right)$$

где $\tau_n^{1/2}$ — параметр, определяющий закономерность изменения длин и положений вибраторов в нагруженной области ЛПА см. рис. 9.5.

Таким образом, задача создания ЛПА с нагруженными вибраторами сводится к определению зависимости $\tau_n^{1/2} = f(m_n)$.

Сужение частотного периода ЛПА происходит обратно пропорционально увеличению добротности нагруженных вибраторов.

Поэтому основным условием обеспечения нормального режима работы ЛПА с нагруженными вибраторами должно являться равенство

$$\frac{\Delta f_{пн}}{f_{пн}} = \frac{\Delta f_n}{q_n f_n}$$

или

$$\left(1 - \tau_0^{1/2}\right) = q_n\left(1 - \tau_n^{1/2}\right) \quad (9.1)$$

где $q_n = \dfrac{Q_n}{Q_{\lambda/2}}$ — коэффициент, определяемый отношением добротности нагруженного вибратора Q_n, эквивалентная длина которого равна половине длины волны λ/2, к добротности ненагруженного полуволнового вибратора $Q_{\lambda/2}$.

Таким образом, относительная ширина полосы частотного периода ЛПА с нагруженными вибраторами должна быть величиной переменной, изменяющейся обратно пропорционально увеличению добротности нагруженных вибраторов. Из (9.1) получаем

$$\tau_n^{1/2} = \frac{\tau_0^{1/2} + q_{n-1}}{q_n}$$

зависимость коэффициента q_n от коэффициента укорочения вибраторов для случаев емкостной и индуктивно-емкостной нагрузок.

Зависимость $q_n = f(n)$ для случая емкостной нагрузки вибратора может быть с достаточной точностью аппроксимирована выражением

$$q_n = ae^{bm} \quad (9.2)$$

где $a = 0{,}5$; $b = 0{,}66$ — постоянные коэффициенты.

Зависимость (9.2) позволяет последовательно определять все значения для нагруженной области антенны и соответственно эквивалентные длины и положение вибраторов (вдоль распределительной линии).

Действительно, зная $l_{an} = \dfrac{\lambda_{max}}{2}$ см. рис. 4.23 и коэффициент укорочения n-го вибратора из (9.2) рассчитываем $\tau_n^{1/2}$. Затем определяем длину l_{aen-1} положение и коэффициент укорочения $(n-1)$-го вибра-

тора и рассчитываем R_{n-1} и т.д. Таким образом, расчет ЛПА с нагруженными вибраторами ведется в следующем порядке:

1. Рассчитывается ЛПА (с постоянными параметрами τ и α при заданных исходных данных.
2. Определяется коэффициент укорочения вибраторов антенны и вид нагрузки.
3. Рассчитывается параметр $\tau_n^{l/2}$ для нагруженной области антенны и затем определяется число, эквивалентное длине и положение вибраторов вдоль распределительной линии.

Метод построения малогабаритной направленной диапазонной антенны заключается в применении многоэлементной системы линейных нагруженных вибраторов, эквивалентные длины которых и положение вдоль линии питания изменяются таким образом, чтобы обеспечивалась направленность излучения и частотно-независимый режим работы. При этом эквивалентные длины нагруженных вибраторов и их положение вдоль линии питания определяются не постоянными параметрами, как это имеет место для обычных ЛПА, а переменными, являющимися функцией степени укорочения нагруженных вибраторов.

Вибраторная структура, изображенная на рис. 9.5, принципиально может работать в диапазоне, ограниченном в высокочастотной части элементов, размеры которого соизмеримы с интервалом между проводами распределительной линии и их диаметром.

Ранее отмечалось, что предельное уменьшение продольного размера плоской вибраторной ЛПА может быть достигнуто при параметре $\sigma = 0{,}05$, см. формулу. Опыт работы с ЛПА показал, что дальнейшее уменьшение продольного размера ЛПА может быть достигнуто, если ограничить высокочастотную часть структуры элементом длиной $l_{min} \approx \frac{\lambda_{min}}{6}$. Однако следует отметить, что при этом происходит некоторое ухудшение характеристик антенны.

Более кардинальное решение задачи уменьшения продольного размера антенны может быть достигнуто при использовании метода, основанного на придании распределительной линии специальной формы, например формы буквы W.

Исследовалась модель пространственной ЛПА предназначенная для работы в диапазоне частот 12,3 - 25,6 МГц, со следующими исходными данными $\tau_0^{l/2} = 0{,}88$, $\sigma = 0{,}05$, $\alpha = 62$ град, $\Psi/2 = 31°$.

С целью уменьшения вертикального размера антенны вибраторы, работающие в низкочастотном участке рабочего диапазона. выполнены с емкостной нагрузкой в виде буквы "Г" таким образом, чтобы высота вертикальной части у всех вибраторов была не более $l_2 \leq \frac{\lambda_{max}}{8}$. Длина ЛПА (одной полуструктуры) $L = 7$, число вибраторов N =10.

В низкочастотном участке диапазона диаграммы направленности этой антенны имеют большой задний лепесток и лишь со значения 15 МГц начинают принимать правильную однолепестковую форму. Это объясняется сужением частотного периода антенны по сравнению с расчетным вследствие увеличения добротности нагруженных элементов. Длина антенны при этом взята равной длине прототипа. Для компенсации паразитных связей, возникающих между близко расположенными вибраторами в нагруженной области, в распределительную линию включен индуктивный шунт. При этом диаграммы направленности в горизонтальной плоскости несколько расширились, но остались однолепестковыми во всем рабочем диапазоне.

Диаграммы направленности рассматриваемых ЛПА в вертикальной плоскости в реальных условиях будут отличаться от рассчитанных, т.к. проводящая плоскость, над которой расположена антенна, имеет ограниченные размеры..

При измерениях антенна была установлена над круглым экраном радиусом $1{,}4\lambda_{max}$ на высоте h=5 м. Из рисунка видно, что в пределах от 15 до 30 град. поле не дает ниже уровня 0,7 от максимального.

Поле, излучаемое горизонтальными частями нагруженных вибраторов, направлено под большими углами к горизонту (аналогично полю горизонтального вибратора, подвешенного над землей на высоте $h \ll \lambda$) и поэтому оно будет наблюдаться лишь на относительно небольших расстояниях от антенны.

Отношение создаваемых антенной составляющих электрического поля с горизонтальной и вертикальной поляризацией не превышает 0,3 в низкочастотном участке диапазона и далее с повышением частоты уменьшается.

ПУТИ УМЕНЬШЕНИЯ РАЗМЕРОВ ЛПА

Рассмотрим возможные пути уменьшения поперечных и продольных размеров ЛПА.

Уменьшить размеры вертикальных ЛПА путем простой замены второй половины антенны зеркальным изображением практически затруднительно, т.к. это приводит к нарушению правильной фазировке отдельных вибраторов, составляющих ЛПА, а , следовательно, и к потере ее широкополосных свойств.

На рис. 9.6 показана схема ЛПА, состоящей из несимметричных излучающих вертикальных приборов и неизлучающих несимметричных горизонтальных вибраторов, выполняющих функции реактивных шлейфов, регулирующих фазы и амплитуды токов в вертикальных вибраторах. Антенна расположена над металлическим экраном. Ее питание осуществляется коаксиальным кабелем, внутренний провод которого присоединяется к вершине структуры, а оболочка к экрану.

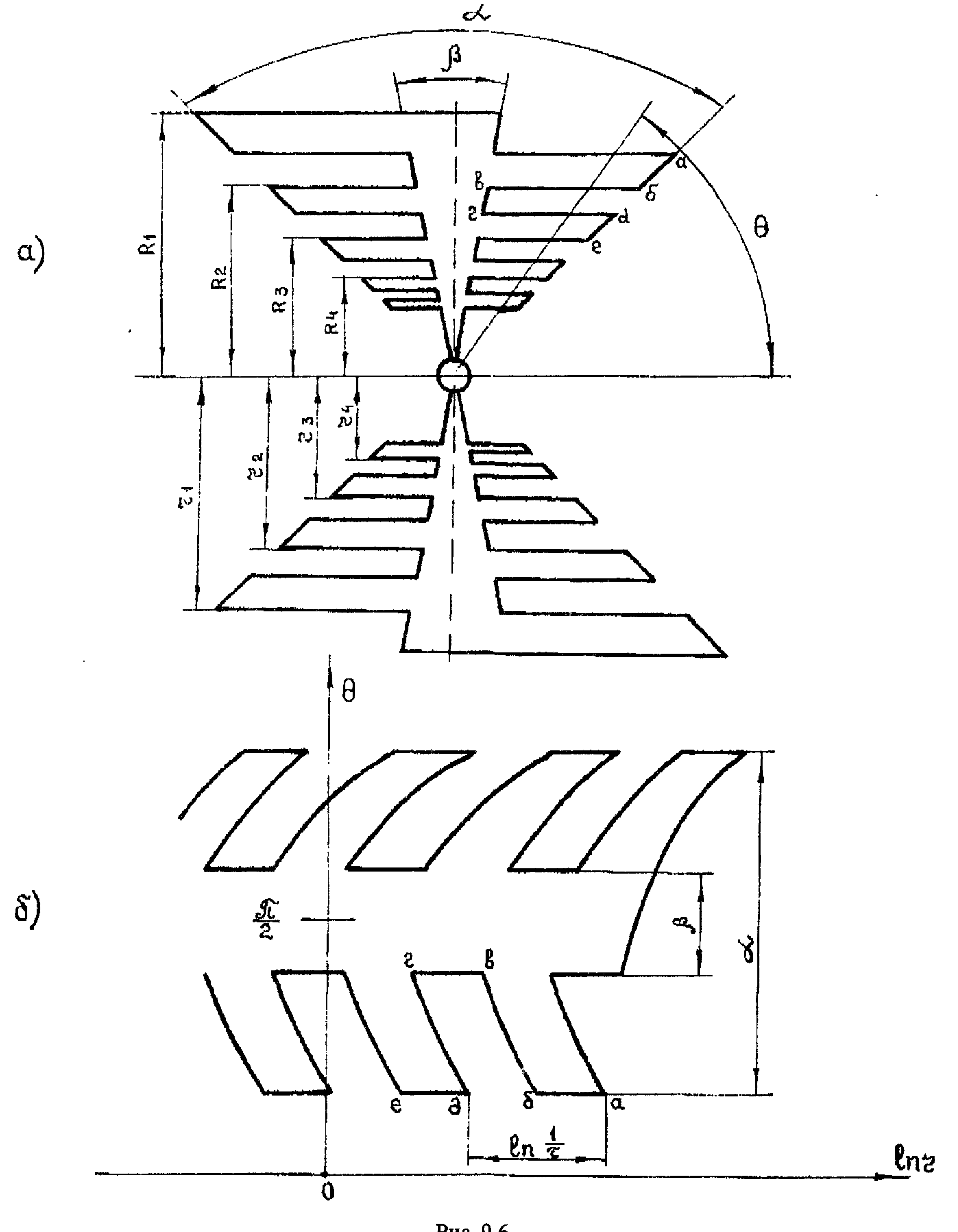


Рис. 9.6

Вертикальные и горизонтальные размеры такой антенны не превышают 0,25λ. Вертикальные вибраторы прикреплены к горизонтальному проводнику, который вместе со своим зеркальным изображением образует распределительную линию. К этому же проводнику в точках, являющихся средними геометрическими между положениями соседних вибраторов, прикреплены горизонтальные вибраторы, образующие вместе со своими зеркальными изображениями разомкнутые на конце шлейфы. Длины шлейфов выбраны так, чтобы в каждом из них первый резонанс имел место на частоте, в $\sqrt{\tau}$ раз превышающий резонансную частоту соседнего более длинного вибратора. Нагрузка, эквивалентная разомкнутому шлейфу, может быть определена из выражения

$$X_ш = -i\rho_ш ctg m l_ш$$

где $l_ш$ и $\rho_ш$ — соответственно длина шлейфа и его волновое сопротивление. Шлейф может быть замечен последовательным LC-контуром, резонансная частота которого равна первой резонансной частоте шлейфа.

Применить несимметричную ЛПА затруднительно, т.к. антенна должна быть поднята над надстройкой на несколько метров, а обеспечить при этом несимметричное питание становится практически невозможным. Поэтому следует отдать предпочтение симметричному варианту судовой ЛПА.

Рабочий диапазон частот плоской вибраторной ЛПА определяется со стороны низких частот вибратором, длина которого равна $2l_{max} = 0{,}5\lambda_{max}$, а со стороны высоких частот — вибратором, длина которого равна $2l_{min} = 0{,}5\lambda_{min}$ — соответственно максимальная и минимальная длины волн рабочего диапазона частот антенны. Однако с целью обеспечения более хорошего согласования с фидером структура антенны продлевается до более коротких вибраторов, размеры которых составляют $2l_{min} = (0{,}2–0{,}25)\lambda_{min}$.

Наибольший поперечный размер плоской вибраторной ЛПА определяется из выражения

$$2l_{max} = \frac{\lambda_{max}}{2}$$

где длина L распределительной линии между крайними вибраторами по формуле:

$$L = (l_{max} - l_{min}) ctg\frac{\alpha}{2} = \frac{\lambda_{max}}{4}\left(1 - \frac{l_{min}}{l_{max}}\right) ctg\frac{\alpha}{2}.$$

Продольный размер антенны зависит от параметра σ, который для вибраторной ЛПА может быть записан в виде

$$\sigma = \frac{1}{4}\left(1 - \tau^{1/2}\right) ctg\frac{\alpha}{2}$$

Брать величину σ менее 0,05 нецелесообразно, т.к. ЛПА при этом начинает терять свои диапазонные свойства (к.н.д. начинает быстро уменьшаться, а входное сопротивление - сильно меняется с частотой). Поэтому при построении вибраторной ЛПА минимальной длины рекомендуется положить σ = 0,05. Тогда

$$ctg\frac{\alpha}{2} = \frac{0{,}2}{1 - \tau^{1/2}}$$

При заданном рабочем диапазоне число элементов ЛПА определяется величиной τ (при увеличении τ возрастает число элементов и уменьшается расстояние между ними). Выбирать величину τ близкой к единице практически нецелесообразно, т.к. при этом входное сопротивление ЛПА становится сильно зависимым от незначительных неточностей, допущенных при изготовлении антенны. Поэтому в зависимости от конкретных условий выбирают параметр τ = 0,7–0,9. Число элементов антенны может быть определено из выражения

$$N = 1 + \frac{lg\frac{l_{max}}{l_{min}}}{lg\frac{1}{\tau^{1/2}}}$$

Приведенные зависимости справедливы для случая постоянства параметров τ и α, при которых обеспечивается частотно-независимый режим работы ЛПА.



Таким образом, основным проблемным вопросом, требующим своего решения для создания направленной антенны на основе ЛПА, является разработка метода уменьшения их габаритов при сохранении их широкополосных свойств.

Помимо параметра τ ЛПА характеризуется углами α, β и величиной σ:

$$\sigma = \frac{r_n}{R_n},$$

где r_n и R_n — соответственно минимальное и максимальное расстояние n-го вибратора от точек питания антенны.

При расположении частей антенны в одной плоскости ее диаграмма направленности имеет два симметричных лепестка. При расположении частей антенны в плоскостях, лежащих под некоторым углом друг к другу, антенна становится однонаправленной, причем максимальное излучение получается в направлении вершины структуры вдоль биссектрисы угла (так называемая пространственная ЛПА). В случае Ψ = 0 антенна имеет однонаправленное излучение в сторону вершины угла структуры.

Ток в зубцах ЛПА имеет максимальное значение в той зоне антенны, где размеры зубца становятся близкими к величине λ/4. За пределами этой зоны ток резко уменьшается. При изменении частоты, например в сторону уменьшения, начинают резонировать более удаленные от вершины зубцы. Резонансы на соседних зубцах получаются на частотах f_1 и f_2, отношение которых равно параметру τ. Диапазон частот от f_1 до f_2 определяет одночастотный интервал работы ЛПА.

Если параметры структуры ЛПА (τ, α и β) выбрать таким образом, чтобы в пределах периода характеристики антенны изменялись незначительно, то принципиально можно получить диапазонную антенну для беспредельно широкого диапазона частот. Практически у реально выполнимых ЛПА диапазон использования может доходить до десятикратного и более.

Полоса частот ЛПА определяется размерами наибольшего и наименьшего зубцов.

Структура ЛПА с зубцами является лишь одной из большого многообразия подобных структур, т.к. функция, определяющая форму контура структуры, может изменяться в пределах периода по любому заданному закону. Нашли практическое применение ЛПА с трапецеидальными и треугольными излучающими элементами, выполненными из проводов, расположенных по контуру элементов, а также вибраторные ЛПА, которые в конструктивном отношении являются наиболее простыми рис. 9.6.

Питание ЛПА может осуществляется как двухпроводной симметричной линией так и коаксиальным кабелем. В последнем случае кабель может проходить внутри одной из труб, образующих распределительную линию, и его оболочка соединяется с этой трубок. Внутренний провод кабеля соединяется со второй трубой в вершине антенны.

При определении характеристик ЛПА необходимо принимать во внимание, что основная доля энергии (примерно 90%) излучается участком антенны, расположенным вблизи резонансного элемента (так называемой активной областью). С увеличением или уменьшением частоты этот участок смещается соответственно к вершине антенны или от нее. Активная область деформируется, когда она доходит до крайних элементов антенны. Это соответствует достижению границ рабочего диапазона. Центр активной области расположен вблизи вибратора, длина которого наиболее близка к резонансной. Протяженность активной области состоящей, например, из пяти элементов, составляет около 1\3 - 120 град.

Физическая же разность фаз между токами в первом и пятом элементах равна 360 град. Сдвиг фаз между токами в соседних вибраторах в активной области составляет примерно 90 град.

Наличием активной области у ЛПА можно объяснить активный характер ее входного сопротивления в широком диапазоне частот. Действительно, на волну тока, распространяющегося по распределительной линии ЛПА, мало влияют короткие вибраторы, расположенные на участке между точками питания и вибраторами активной области, т.к. они имеют большое емкостное сопротивление, в них ответвляется небольшая часть тока. По той же причине волновое сопротивление распределительной линии на участке антенны от точек питания до вибраторов активной области получается довольно низким. Более длинные вибраторы, расположенные за активной областью, практически мало влияют на характеристики антенн, т.к. большая часть энергии воспринимается и затем излучается вибраторами активной области.

Если параметры антенны подобрать таким образом, что волновые сопротивления распределительной и питающей линий были близки по назначению, то можно получить достаточно высокий к.б.в во всем рабочем диапазоне частот.

Для улучшения согласования ЛПА с кабелем можно использовать одну из труб распределительной линии в качестве согласующего трансформатора. При этом волновое сопротивление трансформатора, определяемое отношением радиусов внутреннего провода и трубы распределительной линии, рассчитывается для средней частоты диапазона по известной формуле $\rho_{тр} = \sqrt{R_0\rho}$ подобный согласующий трансформатор практически не будет усложнять конструкцию антенны.

НАПРАВЛЕННАЯ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА «ШАПКА МОНОМАХА»

На рис. 9.6 приведен эскиз конструкции логопериодической антенны для диапазона частот 12,3 – 29,6 МГц. Как видно из рисунка, антенна состоит из рамы в виде треугольника, две стороны которого образованы распределительной линией 3, а третья сторона замыкает ее концы. Средняя точка шунта 4, включенного между проводами распределительной линии, заземлена. Это позволило значительно упростить конструкцию антенны, так как рама крепится без всяких изоляционных элементов к поворотному устройству. Двухпроводная распределительная линия и вибраторы 2 могут быть выполнены из дюралюминиевых или латунных труб. Внутри одной из труб проходит коаксиальный кабель 1, экран которого подсоединяется к этой трубе, а внутренний провод — к другой трубе.

Рис. 9.6

Применение в схеме ЛПА шунта, который без нарушения режима работы антенны может быть заземлен в средней точке, открывает большие перспективы в направлении значительного упрощения конструкции ЛПА благодаря тому, что отпадает необходимость применения мощных изоляционных переходов между излучающей частью антенны и ее основанием (опорой). Кроме того, при этом автоматически решается и другая проблемная задача, характерная для антенн подвижных объектов: обеспечивается непрерывность заземления антенны (по постоянному току).

Антенна устанавливается на поворотном устройстве, с помощью которого направление максимального излучения может изменяться на ±180 град. от диаметральной плоскости. Специального

вращающегося перехода не нужно, т.к. питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем, имеющим петлю, необходимую для поворота.

Необходимая жесткость конструкции обеспечивается шпренгельной системой взаимного крепления всех элементов конструкции антенны, для изготовления которой использован трос из диэлектрического материала.

Достоинством рассмотренной антенны является относительная простота ее конструкции, а также постоянство заземления всех элементов. Качественным отличием рассмотренной антенны от известных ЛПА является ее значительно меньшие габариты при работе в одном и том же диапазоне частот и при сравнимых характеристиках.

Антенна (ее диаграмма направленности) ориентируется в пространстве с помощью пульта, включающего в себя устройство сельсинной связи между устройством антенны и репитером гирокомпаса.

При этом на шкале репитера гирокомпаса размещается указатель, синхронно вращающийся с поворотным устройством антенны.

Основным направлением дальнейших работ по повышению эффективности направленных ЛПА является расширение их рабочего диапазона частот при минимизации размеров.

Возможным решением рассматриваемой задачи может быть укорочение вибраторов вследствие применения комбинированной индуктивно-емкостной нагрузки и уменьшение продольного размера ЛПА за счет придания распределительной линии специальной формы.

Принципиальная схема ЛПА с индуктивно-емкостной нагрузкой вибраторов и распределительной линией, выполненной в форме буквы «W», приведена на рис. 9.6. Вибраторы антенны изогнуты в форму буквы «Г». С целью обеспечения постоянства величины индуктивности ее целесообразно выполнять в виде механически жесткого конструктивного узла (например, катушка индуктивности может быть залита эпоксидной смолой).

Изгиб распределительной линии осуществляется на участке, где включены вибраторы, длина которых

$$l < \frac{\lambda_{min}}{4}.$$

Дальнейшим развитием данного метода применительно к антеннам, предназначенным для работы в дискретных полосах частот, может явиться изгиб распределительной линии на участке между вибраторами, собственные частоты которых находятся вне смежных рабочих полос частот.

С учетом изложенного в табл.9-2 приведены результаты расчета основных характеристик рассматриваемой ЛПА с вертикальной поляризацией для диапазонов частот 7–29.6 МГц при следующих исходных данных $\tau_0^{l/2} = 0{,}84$; $\alpha = 0{,}62$; $\Psi/2 = 31$.

Длина антенны (одной полуструктуры) L = 8,4 м, число вибраторов N = 17.

Таким образом, придание распределительной линии антенны специальной формы позволяет расширить рабочий диапазон частот ЛПА до 7 МГц при незначительном увеличении длины антенны.

ТАБЛИЦА 9-2

Характеристики полуструктуры ЛПА с нагруженными вибраторами для диапазона частот 7–25,6 МГц

№ вибратора	1	2	3	4	5	6	7
	9,2	8,75	8,27	7,76	7,26	6,74	6,19
	11,8	11,2	10,6	9,95	9,3	8,62	7,9
	0,95	0,945	0,94	0,935	0,929	0,919	0,908

Продолжение табл. 9-2

№ вибратора	8	9	10	11	12	13	14
	5,62	5,0	4,36	3,76	3,2	2,69	2,26
	7,26	6,49	5,62	4,85	4,11	3,46	2,91
	0,892	0,875	0,862	0,849	0,84	0,84	0,84

Продолжение табл. 9-2

№ вибратора	15	16	17
	1,9	1,6	1,35
	2,43	2,06	1,71
	0,84	0,84	–

Примечание: Изгиб распределительной линии осуществляется за 13-м вибратором

ТАБЛИЦА 9-3

Антенна прототип

№ вибратора	1	2	3	4	5	6
	9,2	7,7	6,5	5,45	4,58	3,25
	11,8	9,9	8,3	7,0	5,9	4,95

Продолжение табл. 9-3

№ вибратора	7	8	9	10	11	12
	3,25	2,73	2,3	1,93	1,65	1,26
	4,16	3,5	2,94	2,47	2,08	1,75

АНТЕННА «АЛИСА В ЗАЗЕРКАЛЬЕ»

Проволочная LOG-YAGI. Конструкция представляет собой однодиапазонный вариант с фиксированной диаграммой направленности (рис. 9.7). Она состоит из четрехэлементной LOG - структуры и пассивных рефлектора и директора. В диапазоне 14 МГц могут быть добавлены еще два директора. Схема питания антенны показана на рис. 9.8. Антенна выполнена из медного провода диаметром 2 - 2,5 мм. Сначала делается на земле LOG-структура, а затем поднимается на рабочую высоту. Антенна широкополосная перекрывает весь диапазон с КСВ, 1,2 и не требует никакой настройки. На ДХ QSO данная антенна по сравнению с дает выигрыш 3 -4 балла, а также имеет хорошее подавление тыла и боков.

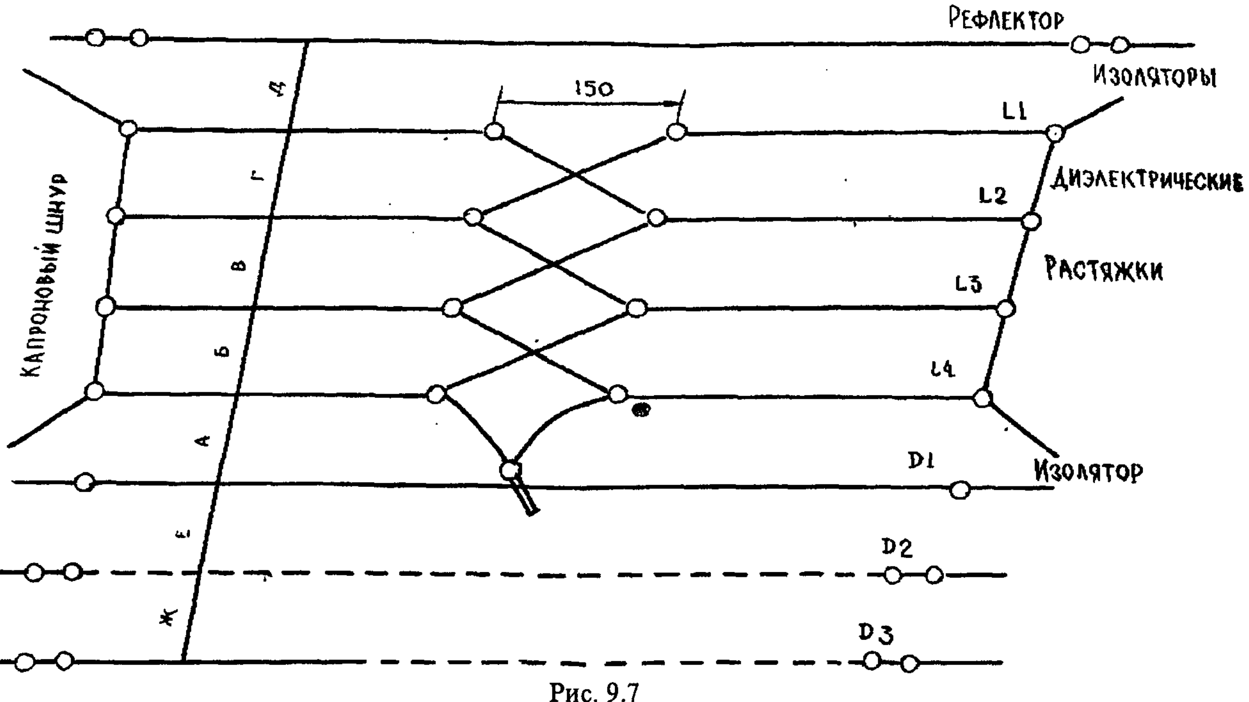


Рис. 9.7



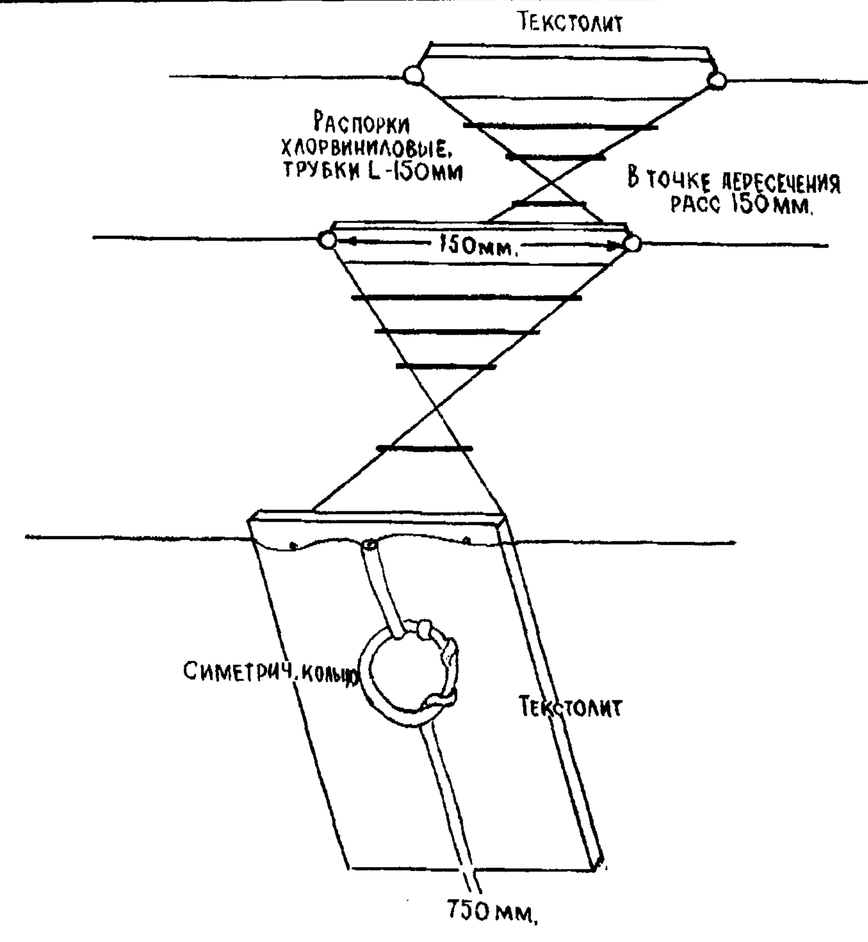


Рис. 9.8

ТАБЛИЦА 9-4

	3,5 МГц	7 МГц	14 МГц	21 МГц	28 МГц
Рефлек.	4437	2218,9	1109,4	739,6	554,7
	4280	2142,9	1071,4	714,3	535,7
	3940	2035,7	1014,3	679,95	504,4
	3625	1933,8	960,2	641,6	469,2
	3335	1837,1	908,9	608,1	439,15
дирек.1	3925	1961,7	980,8	653,9	430,4
директ.2			967,0		
директ.3			956,0		
А	1290	644,4	322,2	214,81	161,1
Б	359	193,4	96,2	64,16	46,9
В	391	203,5	101,4	67,7	50,13
Г	452	214,8	107,15	71,4	53,57
Д	731	365,7	182,85	121,9	91,42
Е			302,0		
Ж			300,0		

АНТЕННА «МАГИ ТИБЕТА» — ВАРИАНТ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

Две релейно переключаемые LOOP +41 футовая мачта = 360 град, BAND перекрытие и усиление над 1/2 диполем от 20 до 10 м (рис. 9.9).

1 : LOOP открыт\закрыт релейная коробка

2 : переключение LOOP по направлению .Общая длина каждой LOOP = 21,9 м

ТАБЛИЦА 9-5

Усиление LOOP в макс. над диполем 8дБ

Диапазон	Закрыт.	Открыт
20	8,49	7,11
15	3,61	9,75
10	9,59	8,37

ЛПДА для 40 и 80 м.

0,224λ	
0,2325λ	0,5737λ
0,2375λ	0,324λ
0,2533λ	0,1235λ

	ℓ_1	ℓ_2	ℓ_3	ℓ_4	d12	d23	d34
80	22,72	19,2	16,22	13,7	5,45	4,61	3,89
40	11.7	9,18	7,76	6,55	2,6	2,2	1,86

Рис. 9.9

LOOP на мачте располагаются перпендикулярно друг другу. При откр-закр. положение изменяется угол излучения, что дает возможность оптимизировать угол излучения и селекцию по направлению и углу. С согласованием работает и на 40, 17, 18 м. Не требует земли. Высота подвеса не менее 2 м над землей Рекомендуется как специальная ДХ антенна для ВЧ диапазонов. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости. Диаграммы были получены теоретически.

АНТЕННА «БЛЮЗ K4EWC» ДЛЯ 14 МГц

На рис. 9.10 показан общий чертеж логопериодической антенны американского радиолюбителя K4EWC, названной им LPDA (Lod periodic dipole arry).

Характеристики антенны LPDA следующие:

1. Диапазон	14 - 14, 350 МГц
2. Угол излучения	14,92 град.
3. Ширина лепестка диаграммы	42 град.
4. Усиление	11,2 дБ
5. Соотношение вперед-назад	32 дб
6. Соотношение вперед-вбок	45 дб
7. Входное сопротивление	37 Ом
8. КСВ	(от 14,0 до 14,3 МГц) 1 - 1,3

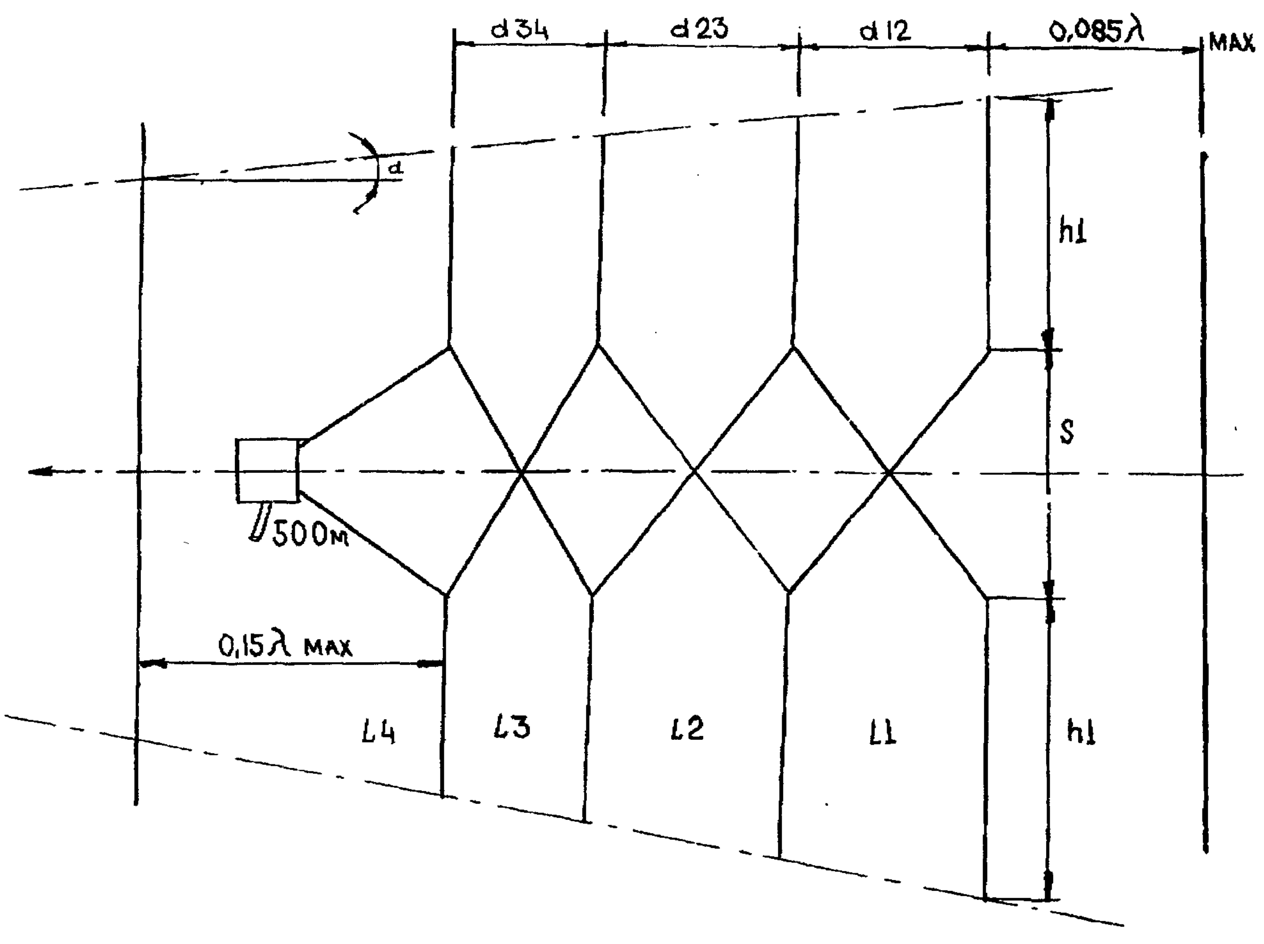


Рис. 9.10

Ниже приведены данные размеров антеин типа LDPA для диапазонов 7, 14, 10, 18, 21, 24, 28 МГц.

Log-Yagi 7 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	2218,86	365,17 (реф. — L1)
L1	2142,86	214,85 (d12)
L2	2035,67	203,56 (d23)

L3	1933,84	193,38 (d34)
L4	1837,11	644,42 (дир. — L4)
директор	1961,71	
длина бума	1621,38	

Log-Yagi 10 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	1537,82	253,46 (реф. — L1)
L1	1485,15	148,51 (d12)
L2	1415,21	141,52 (d23)
L3	1348,57	134,85 (d34)
L4	1287,07	446,63 (дир. — L4)
директор	1359,60	
длина бума	1124,99	

Log-Yagi 14 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	1109,43	182,85 (реф. — L1)
L1	1071,43	107,14 (d12)
L2	1014,28	101,42 (d23)
L3	960,17	96,01 (d34)
L4	908,90	322,21 (дир. — L4)
директор	960,85	
длина бума	809,65	

Log-Yagi 18 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	859,64	141,68 (реф. — L1)
L1	830,19	83,01 (d12)
L2	790,95	79,09 (d23)
L3	753,56	75,35 (d34)
L4	717,93	249,66 (дир. — L4)
директор	760,01	
длина бума	682,82	

Log-Yagi 21 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	739,61	121,90 (реф. — L1)
L1	714,28	71,42 (d12)
L2	679,97	67,69 (d23)
L3	641,60	64,16 (d34)
L4	608,08	214,81 (дир. — L4)
директор	653,90	
длина бума	540,00	



Log-Yagi 24 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	624,00	102,85 (реф. — L1)
L1	602,65	60,26 (d12)
L2	574,45	57,44 (d23)
L3	547,57	54,75 (d34)
L4	521,94	181,23 (дир. — L4)
директор	551,70	
длина бума	456,55	

Log-Yagi 28 МГц

Элемент	Длина (см)	Расстояние (см)
Рефлектор	554,71	91,42 (реф. — L1)
L1	535,71	53,57 (d12)
L2	501,38	50,13 (d23)
L3	469,24	46,92 (d34)
L4	439,17	161,10 (дир. — L4)
директор	490,42	
длина бума	403,17	

АНТЕННА «НОЕВ КОВЧЕГ» — КОРОТКОВОЛНОВАЯ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА

Схематично ЛПА показана на рис. 9.11. Она состоит из ряда параллельных линейных вибраторов, расположенных в одной плоскости. Размеры ее элементов подбирают так, чтобы их характеристики были периодическими функциями логарифма частот. Ограничение диаграммы антенн со стороны низких частот обусловлено возможностью увеличения размеров, а со стороны высоких частот — точностью выполнения конструкции. Расстояние, выраженное в длинах волн, между полуволновым и меньшим соседним вибратором характеризуется параметром $P = \frac{S_{n-1}}{2l_n}$.

Длина вибраторов и расстояния между ними изменяются в геометрической прогрессии со знаменателем τ:

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{l_n}{l_{n-1}} < 1$$

Значение параметра P связано с τ отношением $P = \frac{1}{4}(1-\tau)ctg\alpha$, где α — угол между осью антенны и линией, проходящей через концы вибраторов. Чем меньше величина угла и больше число вибраторов,тем меньше разброс в пределах изменения значений ее параметров. В этом смысле выбор значений носит компромиссный характер.

Вибраторы ЛПА возбуждаются с переменной фазой симметричной линией. К этой линии, часто называемой собирательной, можно подключить симметричный фидер (непосредственно) либо возбудить ее коаксиальным кабелем, проложенным внутри одного из проводников линии. Токи на участке линии за вибратором, стоящим после резонансного, незначительны. Они дост играют максимума у вибратора, длина которого близка к λ/2.

В первом приближении можно считать, что резонансный вибратор вместе с двумя прилегающими образуют «активную» зону антенны. При изменении частоты резонансным становится другой вибратор, и «активная» зона перемещается вдоль антенны. Расстояние до нее от вершины угла, выраженное в длинах волн, остается при этом постоянным. «Активная » зона деформируется, когда доходит до крайних элементов антенны. Размеры этих элементов и определяют границы рабочего диапазона частот ЛПА,

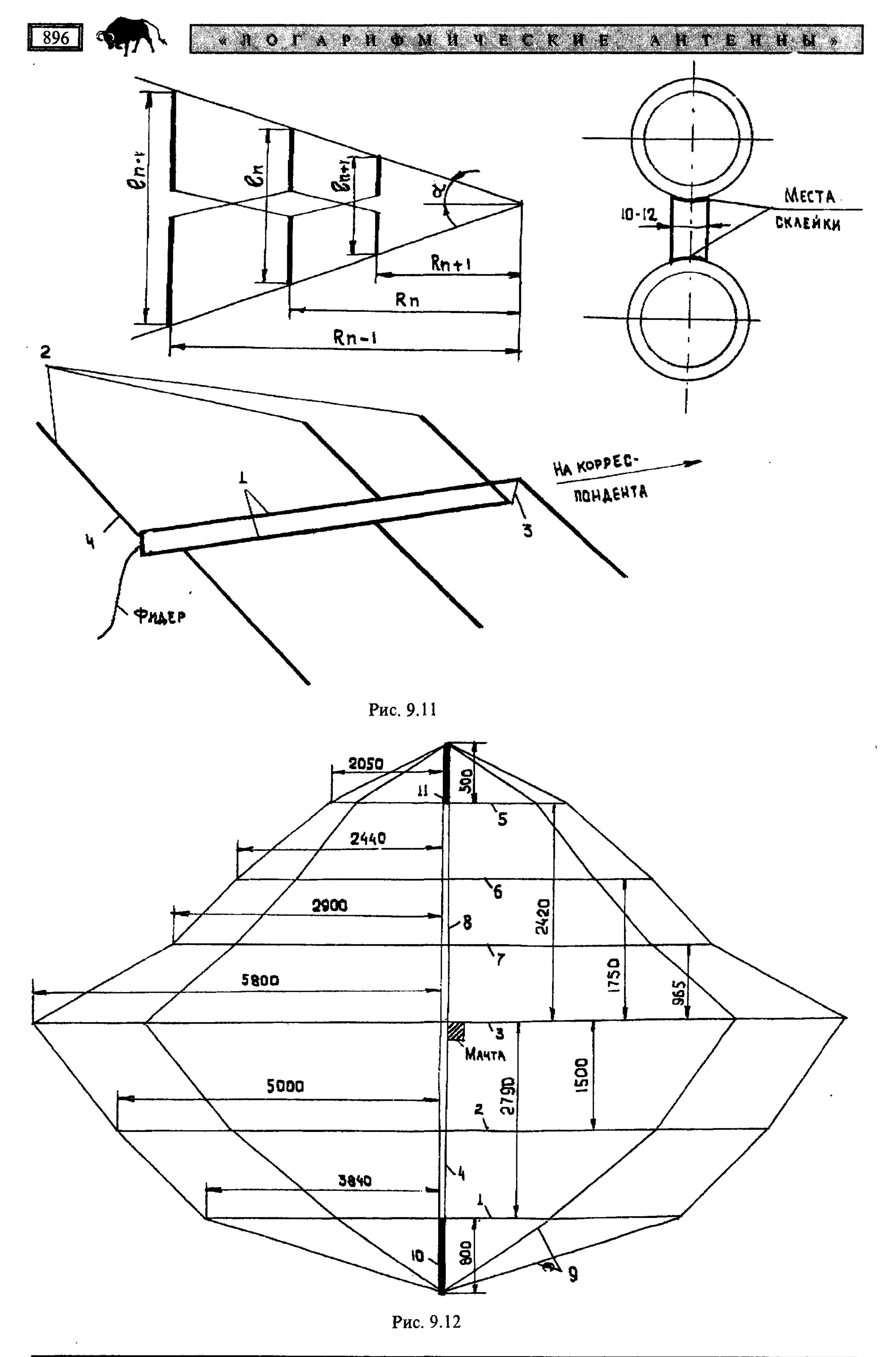


Рис. 9.11

Рис. 9.12

Коэффициент направленного действия КНД плоских вибраторных ЛПА достигает 5 - 6 дБ. Такие антенны по усилению эквивалентны трехэлементному «волновому каналу».

На рис. 9.12 показаны основные элементы конструкции ЛПА. Антенна состоит из двухпроводной собирательной линии 1, на которой укреплены пары вибраторов2, имеющие с линией электрический контакт. Фидер расположенный внутри одной из т рубок, собирательной линии, в точке 3 своим центральным проводником подключен к верхнему проводу линии, а оплеткой — к нижнему. Для повышения жесткости конструкции и уменьшения обратного излучения концы трубок линии 1 в точке 4 следует замкнуть накоротко. Вибраторы ЛПА могут быть выполнены из проводников любого профиля.

На рис. 9.13 приведен общий вид конструкции антенно-фидерного устройства для трех диапазонов. Вибраторы 1, 2 и 3 собранные в симметричной линии 4 образуют антенну диапазона 14 МГц. Вибраторы 5, 6, 7 и 3, собранные на симметричной линии 8, составляют антенну на диапазоны 28 и 21 МГц. Вибратор 3 является таким образом общим рефлектором для обеих антенн.

В точках подключения плечей вибратора 3 к линии 4 последняя замкнута накоротко. Фидер 1 сквозь одну из трубок линии 4 подводят к точкам, подключения вибратора 1, где выводят наружу и распаивают так, чтобы оплетка присоединялась гальванически к этой же т рубке, а центральный проводник — к противоположной.

Фидер 2 сквозь одну из трубок линии 8 подводят к точкам подключения вибратора 5, где распаивают аналогично фидеру 1. Следует отметить, что линии 4 и 8 идентичны и могут физически представлять продолжение друг друга (с короткозамыкателем в точках питания включения вибратора 3)

Для придания необходимой механической прочности всему сооружению необходим такелаж. В него входят два диэлектрических стержня 10 и 11. За концы этих стержней закреплен леер 12, переброшенный через вершину мачты, высота которой над полотном антенны должна быть не менее 1,4 м. Этот леер с помощью боковых оттяжек 13 удерживает провисания все вибраторы антенн, снижая нагрузки на линии 4 и 8. Под действием ветра длинные и тонкие вибраторы антенны могут колебаться, расшатывая всю систему. Для ослабления этого эффекта нужно связать все вибраторы оттяжками 9. Леер 12 может быть металлическим. Оттяжки 13 и 9 должны быть из диэлектрика (капроновая нить или лаглинь). Сооружая такелаж, следует стремиться выдержать параллельность между вибраторами антенны. На рис. 9.12 даны размеры антенны и ее элементов.

Сечения линий 4 и 8 выполнены из трубок диаметром около 30 мм. Расстояние между центрами трубок должно быть около трех диаметров, т.е. 90 мм. Для увеличения механической прочности между трубками следует вклеить деревянную планку, покрытую токонепроводящей масляной краской.

Вибраторы 1,5,6 и 7 могут быть изготовлены из одиночных трубок и закреплены на собирательной линии с помощью болтов с гайками. Вибраторы 2 и 3 лучше выполнить из двух трубок — это увеличит жесткость конструкции. Обе трубки 1, соединяющиеся в точке 4, противоположными концами

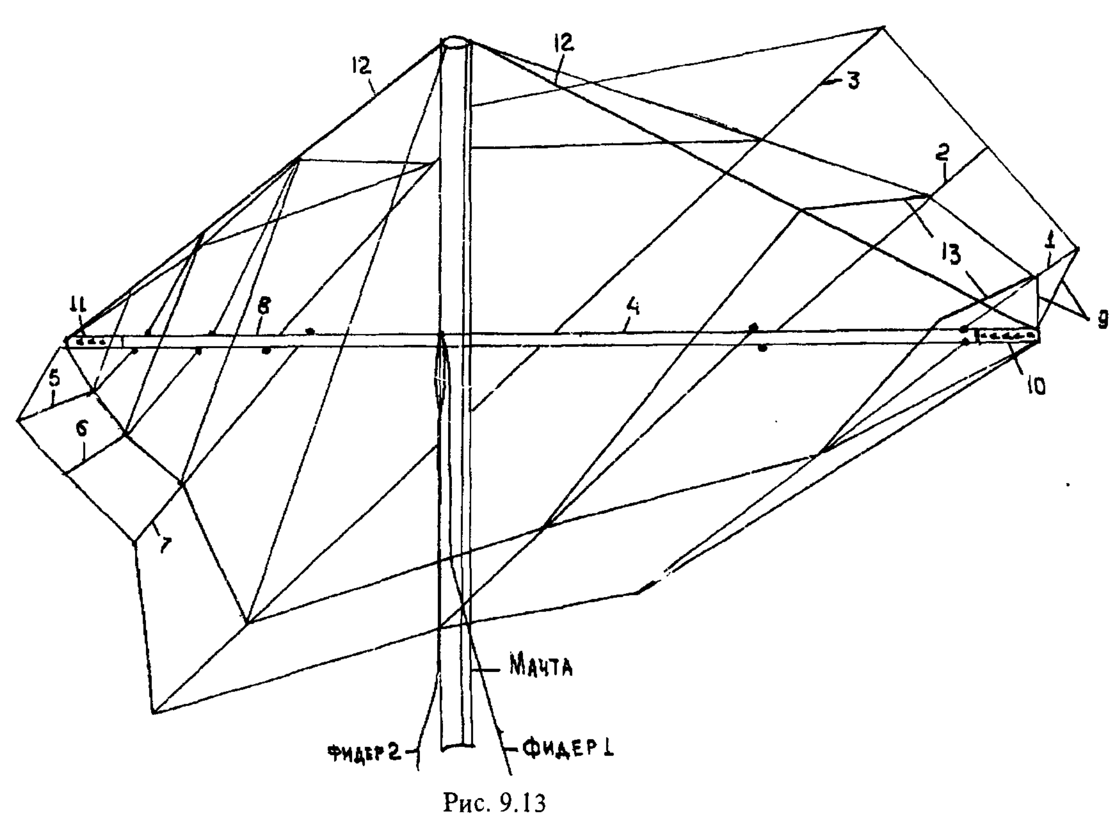


Рис. 9.13

закреплены на отрезке 2 уголкового профиля длиной 150 - 200 мм. На расстоянии одной трети от точки 4 установлена планка 3 с отверстием в центре для закрепления оттяжек.

АНТЕННА «МИРАЖИ ПУСТЫНИ»

На рис. 9.13 изображена разновидность логопериодической антенны — «Log Periodic Vertical» для 80, 40 и 20 м.

В основе конструкции лежит известный ранее принцип работы логопериодической антенны. Выполнение фазосдвигающей линии и размеры антенны показаны на рис.9.14.

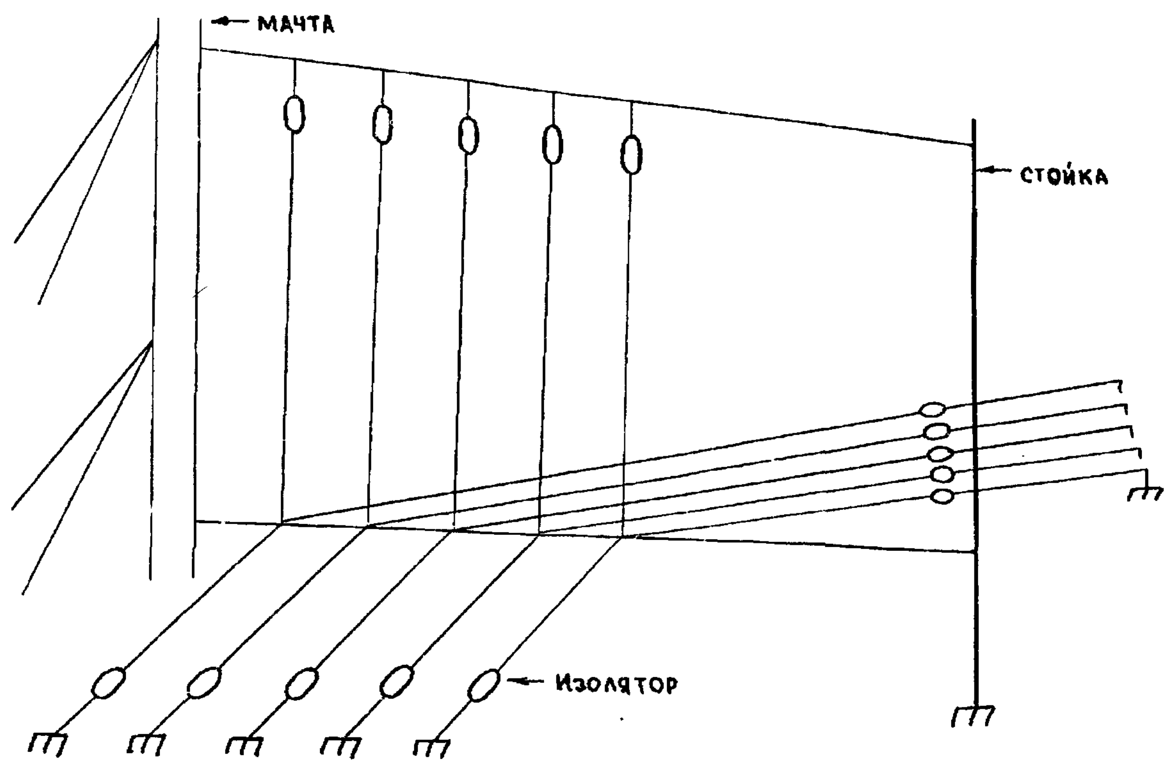


Рис. 9.13

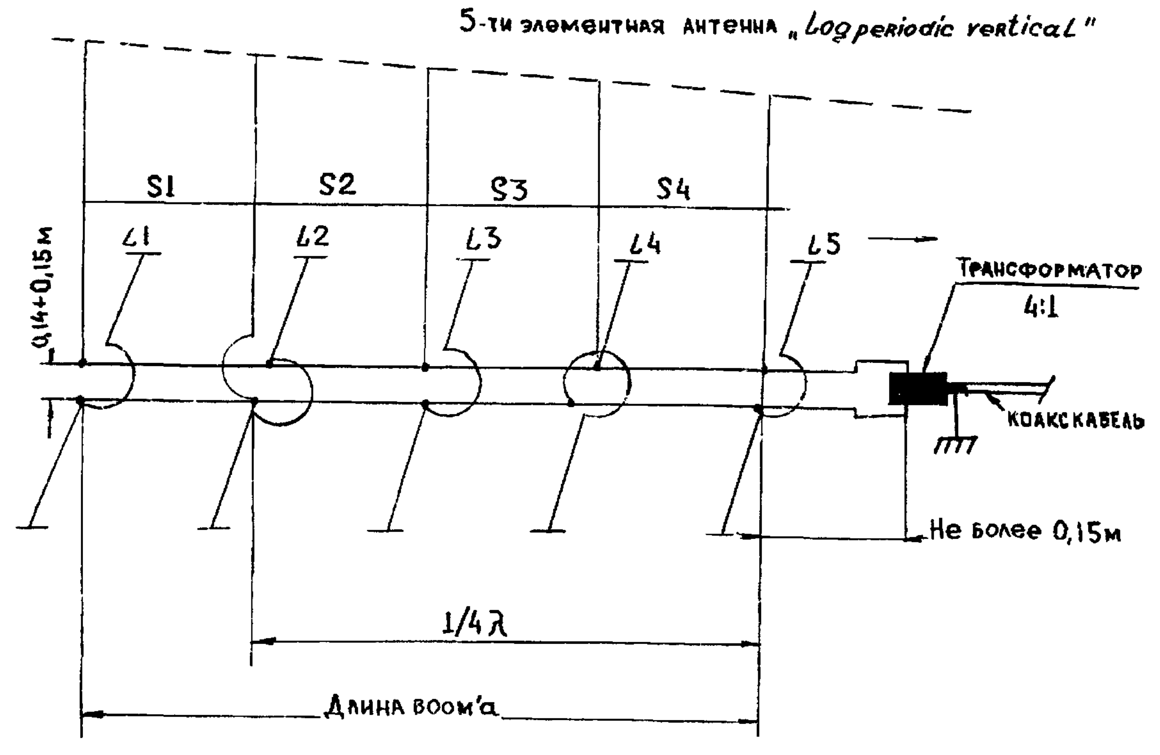
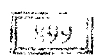


Рис. 9.14





В табл. 9-6 приведены необходимые размеры и расстояние для антенн, рассчитанных на диапазоны 80,40 и 20 м. Усиление антенны «Log Periodic Vertical» не хуже 10 дБ по сравнению с полуволновым диполем.

ТАБЛИЦА 9-6

Диапазон (МГц)	3,5–4,0	3,8–4,0	7,0–7,3	14,0–14,4
L1	21,33	19,81	10,66	5,33
L2	20,42	18,89	10,05	5,03
L3	17,98	16,75	8,54	4,27
L4	15,24	13,71	7,46	3,73
L5	13,10	12,19	6,09	3,04
S1	9,14	7,92	4,27	21,73
S2	8,23	7,31	3,96	1,98
S3	7,31	7,01	3,65	1,83
S4	5,79	5,48	2,74	1,52
Общ. длина (м)	30,48	27,7	14,69	7,32
Длина мачты (м)	24,38	22,86	15,24	9,14
Длина стойки (м)	13,71	12,19	7,62	6,09

АНТЕННА «ТАЙФУН» НА 10-20 МЕТРОВ

Американские радиолюбители Джорж Смит W4AEO и Пол Шольц W6PYK разработали логопериодические антенны, работающие в широком диапазоне частот: 10 элементов (14 - 29 мГц) и 9 элементов (10 - 30 мГц) усиление антенн 6,7 дБ у 10-элементной Log YAGI и 5,9 дБ у 9-элементной Log-YAGI по сравнению с диполем.

Размеры антенны показаны на рис. 9.15, 9.16.

Авторы также предлагают размеры 14 и 19 элементных Log-Yagi, размеры которых показаны ниже:

14-элементная, усиление 8дБ

Элемент	Длина (м)		Расстояние (м)
1	10	S1	3,7
2	9,4	S2	3,4
3	8,5	S3	3
4	7,9	S4	2,8
5	7,2	S5	2,6
6	6,6	S6	2,4
7	6,0	S7	2,2
8	5?6	S8	2
9	5,1	S9	1,8
10	4,7	S10	1,6
11	4,3	S11	1,5
12	3,9	S12	1,4
13	3,6	S13	1,3
14	3,3	S14	Итого 29,7 м

19-элементная Log-YAGI. усиление 8,9 дБ

Элемент	Длина (м)		Расстояние
1	10	S12	3,7
2	9,6	S2	3,5
3	9,1	S3	3,3
4	8,5	S4	3,1

L1 10,8м
3,8см
L2 8,9м
2,7м
L3 7,8м
2,4м
20м
L4 6,8м
2м
L5 6м
1,8м
L6 5,2м
1,6м
15м
L7 4,6м
1,4м
L8 3,9м
1,2м
10м
L9 3,5м
1,1м
L10 3м
0,9м
Общ. длина 15,8м
Трансформатор 4:1

Рис. 9.15

5	8,1	S5	3
6	7,6	S6	2,8
7	7,2	S7	2,7
8	6,8	S8	2,5
9	6,4	S9	2,3
10	6	S10	2,2
11	5,7	S11	2/1
12	5,3	S12	2
13	5	S13	1,9
14	4,8	S14	1,7
15	4,5	S15	1,6
16	4,2	S16	1<5
17	4	S17	1,4

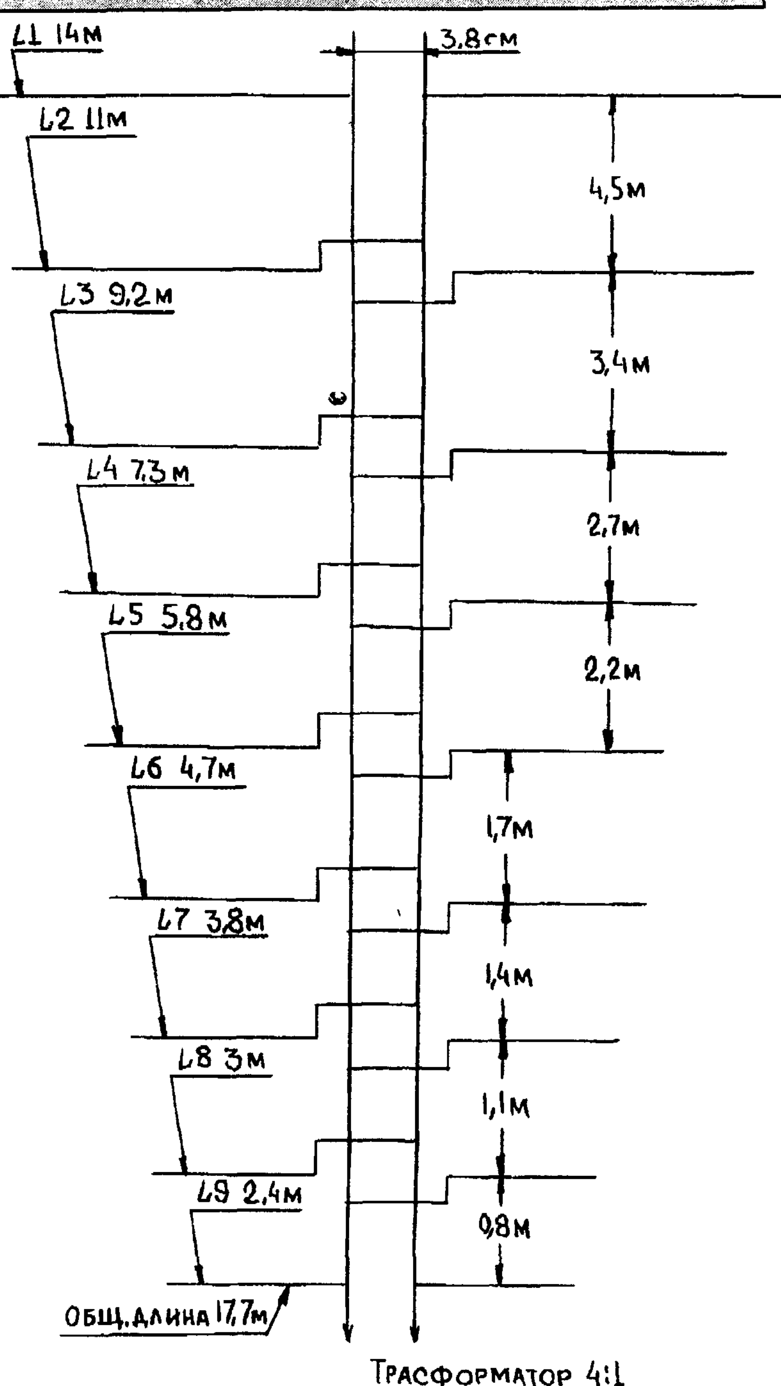


Рис. 9.16

18	3,7	S18	1,3
19	3,5	S19	Итого 43 метра

Большим преимуществом данных антенн является постоянный КСВ и усиление во всем диапазоне перекрываемых частот.

АНТЕННА «САДЫ СЕМИРАМИДЫ»

В частной беседе Джанни рассказал следующую забавную историю. Работая в одном из ответственных постов в известной нефтедобывающей компании, Джанни всегда интересовался любительским радио. Как и все начинающие он не имел аппаратуры, но желание работать в эфире было непреодолимо. Составляя очередной отчет для руководства фирмы, Джанни увидел специальный пункт анкеты, где предлагалось дать свои соображения по улучшению работы филиала компании в Нигерии. Здесь Джанни и почувствовал, что идея созрела Он указал в анкете , что требуемые для отдыха прогнозы погоды принимаются нерегулярно и, что коллеги по работе не могут получать достоверную информацию вовремя.

Вспомнив о своей мечте он приложил список аппаратуры требуемой его филиалу для организации радиолюбительской сети приема метеосводок. Он включал в себя: два трансивера IC-731, пару TS-940 для запаса, 6 армейских автоматически согласуемых 4 кВт усилителей мощности 2 кВт output в АМ, 1000 метров коаксиального кабеля, пару телескопических мачт и прочие мелочи. Каково же было удивление сотрудников и коллег по работе, когда следующим рейсом через Атлантику на имя Джанни были доставлены несколько крупногабаритных контейнеров. Да, в Америке инициатива всегда приветствовалась, и фирма позаботилась о благополучии своих сотрудников в жаркой Нигерии.

Через несколько месяцев в тех краях уже звучали 3 любительских позывных. Джанни увлек радио одного из сотрудников службы связи, а также пилота вертолета. В скоре, джанни решил дерзнуть в конструкции антенн, имея множество программ для IBM-PC по расчету антенн он создал оптимизированный вариант семиэлементной логопериодической активной антенны на 28 МГц с ромбическим рефлектором и элементами формы «рыбья кость».

Через половинки антенны (она была симметрична и вторая половинка условно не показана) приведена на рис. 9.17. Антенна состоит из кубического рефлектора, пяти активных элементов и директора. Конструкция кубического рефлектора также показана на рис.9.17. Экспериментально проверено, что данная антенна имеет большее усиление, чем синфазная решетка из двух пятиэлементных волновых каналов, разнесенных по вертикали.

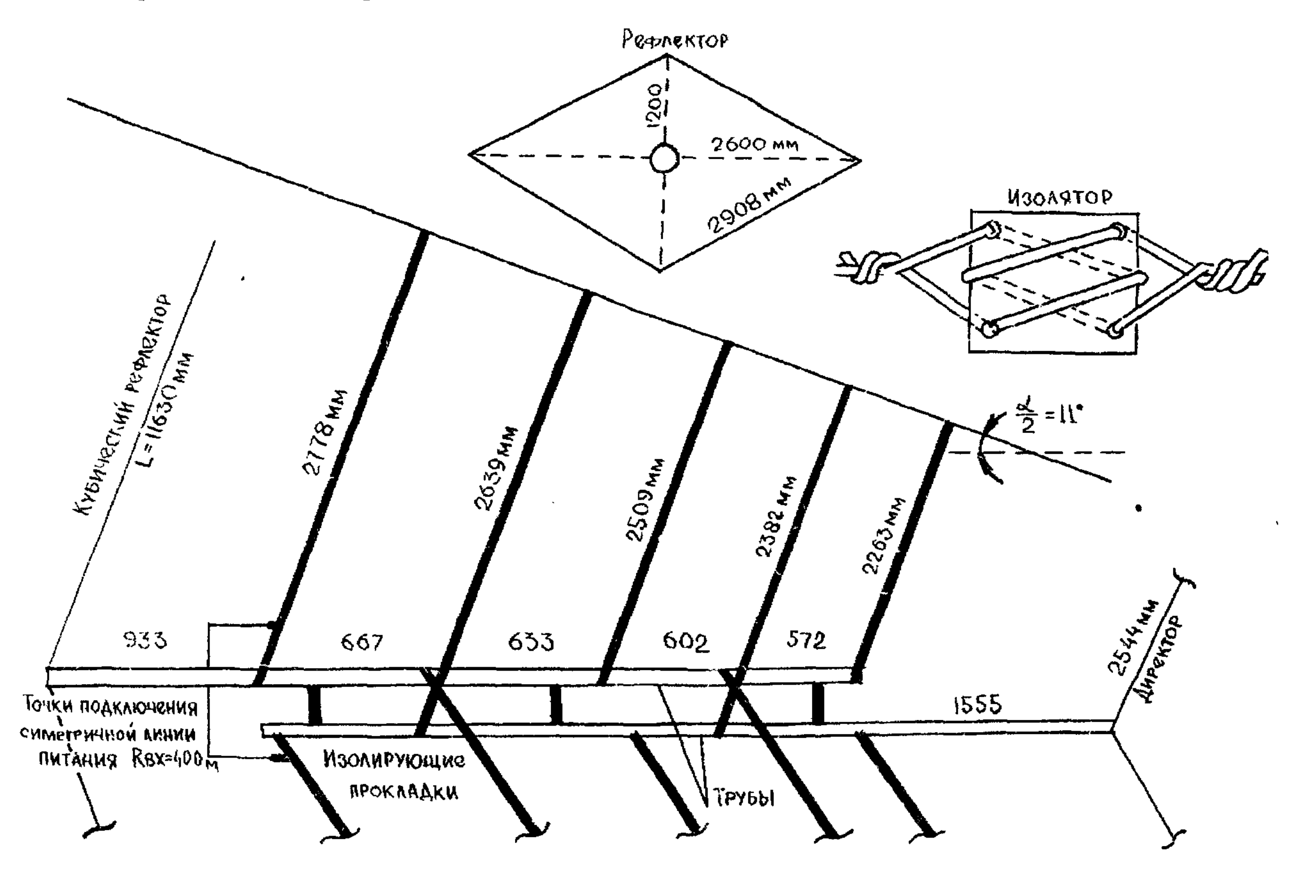


Рис. 9.17

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНАЯ ZL НА ДИАПАЗОН 40 МЕТРОВ

Как показали многочисленные эксперименты, эта антенна обладает преимуществом перед обычным волновым каналом — имеет большую полосу пропускания, несколько меньшую критичность в настройке с согласованием фидера, повышенный КПД и большее усиление при равном числе элементов.

При построении данной антенны я пользовался опытом построенной мною в 1983 году модернизированной антенны Log-ZL-80 м-4. В первом варианте было не 4, а 6 элементов, и она имела узкую диаграмму направленности — 30°; по уровню 0,5 — 15°, если бы ее вращать?! При дальнейшей эксплуатации было 4 элемента—диаграмма направленности составляла около 50°; по уровню 0,5 — 25°. Коэффициент усиления Log-ZL-80-4 составлял 12 дБ по отношению к диполю. Подавление излучения: назад — 36 дБ,

вбок — более 36 дБ. Рабочий диапазон составлял 3,5...3,8 МГц; КСВ на 3,5 — 1,25; на 3,6 — 1,05; на 3.7 — 1; на 3,8— 1.1; на 3,850 — 1,5; $R_{вх}$ = 75 Ом. Длина питающего кабеля РК — 133 м.

Автор благодарен за оказание теоретической помощи своему наставнику и другу Виктору Садчикову (UV6LC ex. UA6LBC) из Ростова-на-Дону, у которого стояли на 80м—3 антенны ZL по два элемента, на 40 м — 3 антенны ZL по два элемента.

Антенна (рис. 9.18) имеет $R_{вх}$ = 75 Ом и питается непосредственно коаксиальным кабелем без симметрирующего устройства, которое на КВ не обязательно. Электрическая длина кабеля кратна нечетному числу полуволн. Конструктивная особенность — выполнение активных элементов как показано на рис. 9.18. В таком исполнении антенна имеет коэффициент усиления больше, чем описанные ранее при периоде τ = 0,9479 — согласно графика. Также следует учесть, что оптимальное усиление соответствует сильному взаимному влиянию и большим токам в вибраторах. Зависимости КСВ и F/B от частоты показаны на рис. 9.19. Зависимость Кус показана на рис. 9.20. Коэффициент усиления Кус увеличивается по мере приближения г к единице и с ростом числа вибраторов, для которых создаются условия резочансного излучения. При этом размер активной области и, соответственно, усиление антенны возрастают до определенных пределов. Заметное возрастание Кус возможно лищь в том случае, когда изменение г сопровождается соответствующим увеличением длины антенны при сохранении оптимального расстояния между вибраторами. Однако в этом случае увеличение размера активной области ограничено тем, что вибраторы, расположенные ближе к точке питания, перехватывают большую часть мощности, и до более удаленных вибраторов мощность не доходит. Такой режим нежелателен, поскольку в этом случае положение активной области становится неустойчивым и сильно подверженным влиянию технологических неточностей. В реальных антеннах число активных вибраторов, образующих активную область, не превышает четырех-пяти. Причем рост Кус должен сопровождаться непропорционально большим увеличением габаритов антенны.

Рис. 9.18. Логопериодическая четырехэлементная ZL на 40 м.

Постоянство входного сопротивления антенны объясняется следующим. Короткие вибраторы, расположенные между точкой питания и активной областью, слабо возбуждаются, и их влияние сводится к некоторому изменению эквивалентного волнового сопротивления питающей линии и изменению фазовой скорости в ней. Вибраторы активной области расположены на расстоянии λ/4 друг от друга, и отраженные ими волны в значительной степени взаимно компенсируются. Кроме того, электрическое

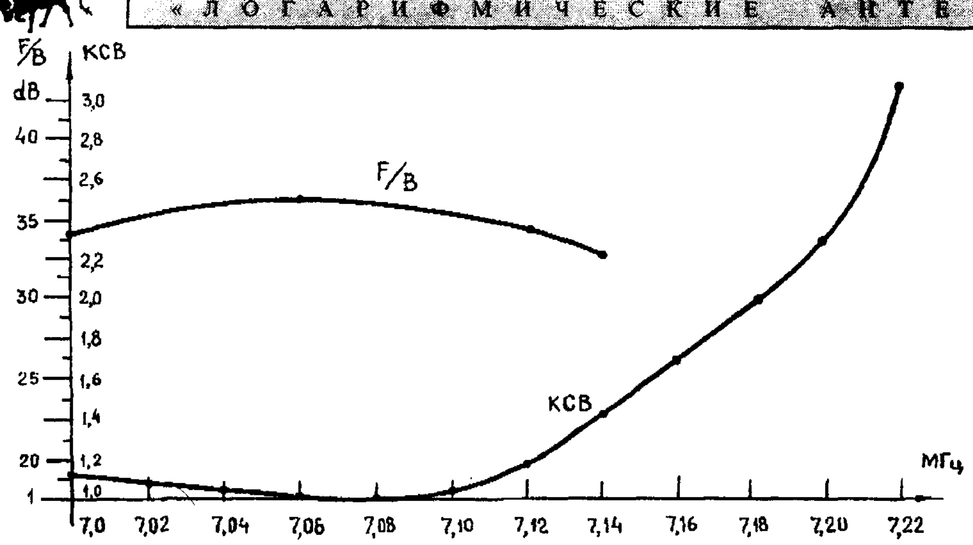


Рис. 9.19.График зависимости КСВ и F/B от частоты.

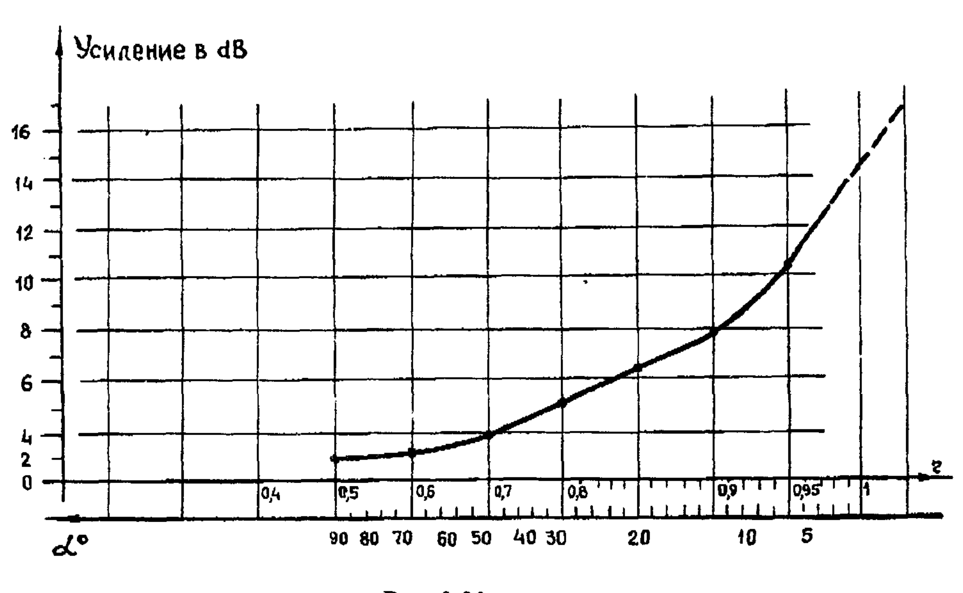


Рис. 9.20

расстояние от точки питания до активной области постоянно, поэтому пересчитанное к входу антенны эквивалентное сопротивление с частотой не меняется. Два элемента ZL в таком виде имеют Кус=10 дБ, коэффициент защитного действия или подавление излучения назад — 21 дБ, ширина диаграммы направленности по уровню 0,5 — 40°, r =0,969339622, a=3,7°. Показанная на рис. 9.18 антенна Log - ZL – 4 - 40 м имеет Кус ≥ 13 дБ, F/B (согласно рис. 9.19) — 36 дБ, вбок — более 36 дБ. Диаграмма направленности — 55°, по 0,5 — 27°.

Расчетные формулы для данной антенны [3]:

l_R = 155,3/Fн, d_R = 25,6/Fн;

l_{01} = 137,4/Fср, d_{01} = 45,l/Fср;

l_{02} = 135,4/Fср, d_{02} = 42,4/Fср;

l_{03} = 134/Fср, d_{03} =42/Fср;

где Fн — низшая рабочая частота; Fср — средняя частота. Статья [3] заслуживает пристального внимания при проектировании логопериодических антенн.

При повторении описываемой антенны удобно пользоваться прибором для настройки KB антенн Ю.Селев-ко [5]. Некоторые полезные доработки этого прибора:

-VDI заменен на 2Д401 А;

-последовательно с R 1 =500 0м включен дополнительный переменный резистор Rl*=100 0м с соответствующей шкалой для более точного измерения низких сопротивлений.

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ДЛЯ ВЧ ДИАПАЗОНОВ

Таблица 9-7

	13,5 — 30 МГц		17,5 — 30 МГц		20 — 30 МГц		
1	36,44	3,04	28,94	2,78	25,53	2,45	Вибраторы d=2-1,5 см можно использовать лыжные палки
2	32,8	3,28	26,5	2,5	28,08	2,2	
3	29,52	2,95	23,44	2,25	19,87	1,99	
4	26,57	2,71	21,10	2,03	17,89	1,79	
5	23,91	2,66	19,0	1,82	16,10	1,61	
6	21,52	2,39	17,09	1,64	14,49	1,45	
7	19,37	2,15	15,38	1,48	13,04		
8	17,43	1,94	13,84	1,33	Общая длина 12' Z = 93,6 Ом		
9	15,69	1,74	12,46				
10	14,12	1,57	Общая длина 16' Z = 96 Ом				
11	1271						
	Общая длина25' Z = 93 Ом						

При расположении вибратооров под углом, возрастает усиление.

Конструктивно вибраторы вставлены в пластиковые трубки на траверсе или по 30° или перпендикулярно (рис. 9.21).

Усиление растет с частотой работает без подстройки. Во всем диапазоне желательно, чтобы вибраторы были одного диаметра. Высота подвеса: худшая $^1/_2\lambda$ от верхней F лучшая $^1/_2\lambda$ от нижней. Рекомендуется как универсальная ДХ антенна для всех. Не требует «земли».

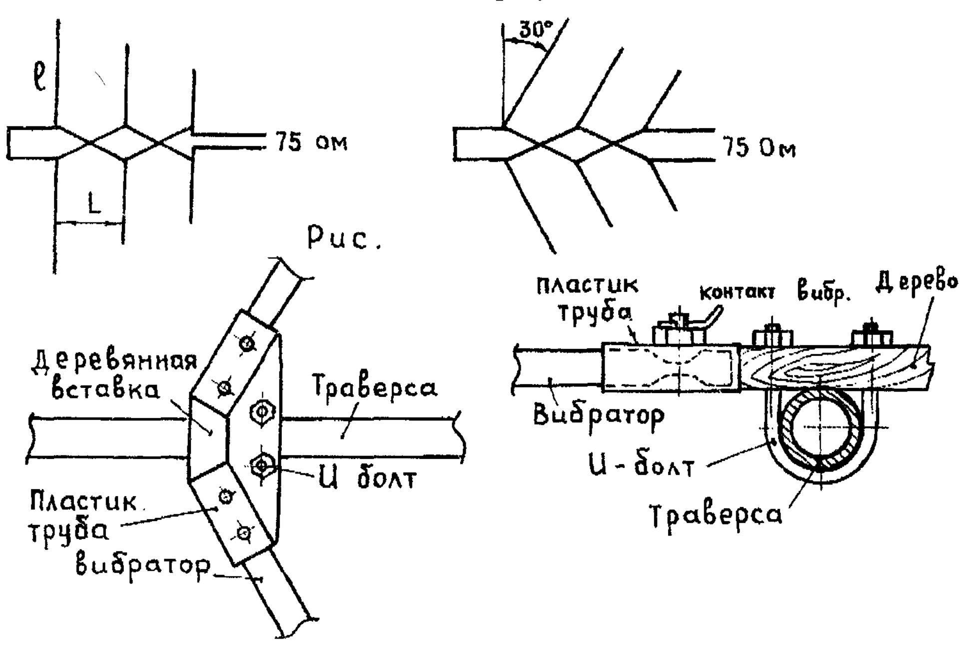


Рис. 9.21